

Aalto-yliopisto  
Teknillinen korkeakoulu  
Elektroniikan, tietoliikenteen ja automaation tiedekunta  
Radiotieteen ja -tekniikan laitos

TUOMAS PENNANEN

---

# ANTENNI ILMANLAADUN MITTAUSLAITTEESSA

Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi diplomi-insinöörin tutkintoa varten Espoossa . . . .2010.

Työn valvoja

Professori Keijo Nikoskinen

<b>Tekijä:</b>	Tuomas Pennanen		
<b>Työn nimi:</b>	Antenni ilmanlaadun mittauslaitteessa		
<b>Päivämäärä:</b>	5. helmikuuta, 2010	<b>Sivumäärä:</b>	79
<b>Tiedekunta:</b>	Elektroniikan, tietoliikenteen ja automaation tiedekunta		
<b>Professuuri:</b>	S-26 Radiotekniikka		
<b>Työn valvoja:</b>	Professori Keijo Nikoskinen		
<b>Työn ohjaaja:</b>	Professori Keijo Nikoskinen		
<p>Tässä työssä suunniteltiin ja toteutettiin antenni taloautomaatiosovelluksissa käytettävään mittauslaitteeseen. Laitteen valmistettavuuden parantamiseksi ja kustannussäästöjen saavuttamiseksi antenni haluttiin yhdistää osaksi mittauslaitteen piirilevyä. Antennin säteilykuvion oli oltava laajakeilainen ja säteilyhyötysuhteen hyvä. Antennin resonanssitaajuuden haluttiin olevan valittavissa laitteen valmistusvaiheessa, koska eri markkina-alueilla ei säädösten takia ole mahdollista käyttää samaa taajuusaluetta.</p> <p>Pienten antennirakenteiden todettiin soveltuvan aiottuun käyttötarkoitukseen huonosti. Niiden kaistanleveys on tyypillisesti varsin kapea, jolloin antennin läheisyydessä olevien materiaalien sekä antennia tukevan piirilevylaminaatin valmistustoleranssien vaikutus antennin sovitukseen korostuu. Työssä tarkasteltiin lähemmin kahta resonoivaa neljännesaallon rakennetta, joiden avulla todettiin saavutettavan riittävä kaistanleveys. Tarkastellut rakenteet olivat invertoitu F-antenni ja meander-antenni. Valittujen rakenteiden impedanssisovitus oli mahdollista tehdä ilman ulkoisia komponentteja. Sovitukseen pääasiallisesti vaikuttavat parametrit tunnistettiin ja niihin pohjautuvaa piirimallia käytettiin antenneja viritettäessä.</p> <p>Suoritettujen simulaatioiden ja mittausten perusteella mittauslaitteen antenniksi valittiin invertoitu F-antenni, jonka todettiin olevan meander-antennia epäherkempi valmistustoleranssien aiheuttamalle epäsovitukselle. Taajuusalueen valinta toteutettiin sijoittamalla antennin kärkeen kupariliuska, jonka kytkeminen laski antennin resonanssitaajuutta.</p>			
<b>Avainsanat:</b>	Invertoitu F-antenni, meander-antenni, impedanssisovitus		

<b>Author:</b>	Tuomas Pennanen		
<b>Name of the Thesis:</b>	Antenna in Air Quality Measuring Instrument		
<b>Date:</b>	February 5, 2010	<b>Number of pages:</b>	79
<b>Faculty:</b>	Faculty of Electronics, Communications and Automation		
<b>Professorship:</b>	S-26 Radio Engineering		
<b>Supervisor:</b>	Professor Keijo Nikoskinen		
<b>Instructor:</b>	Professor Keijo Nikoskinen		
<p>In this master's thesis an antenna for a measurement instrument used in building automation was designed and fabricated. In order to improve the producability and to reduce manufacturing costs the antenna was integrated as a part of the printed circuit board of the measurement device. The radiation pattern of the antenna needed to be wide-angled and the radiation efficiency needed to be good. The resonant frequency needed to be selectable during manufacturing of the device, because the regulations in different market areas might forbid the use of certain frequencies.</p> <p>Small antenna structures proved to be unsuitable for the intended application. Their resonant bandwidth is typically quite narrow and therefore nearby materials and the printed circuit board have an increased effect on the impedance matching. Two resonant quarter wave structures were analyzed more closely and it was observed, that it was possible to achieve the needed bandwidth using these structures. The analyzed structures were an inverted F-antenna and a meander-antenna. The impedance matching of the selected structures was possible to achieve without any external components. The most important parameters affecting the impedance matching were identified and a circuit model based on these parameters was used in antenna matching.</p> <p>Based on the simulation and measurement results an inverted F-antenna was selected to be used in the measurement instrument. This decision was made because the inverted F-antenna was shown to be less susceptible to the mismatch caused by manufacturing tolerances than a meander-antenna. The selection of the resonant frequency was implemented by placing a copper strip next to the tip of the antenna. The connection of the copper strip decreased the resonant frequency of the antenna.</p>			
<b>Keywords:</b>	Inverted F-antenna, meander-antenna, impedance matching		

# Alkulause

Tämä diplomityö tehtiin Vaisala Oyj:ssä osana tuotekehitysprojektia, jossa suunniteltiin uudentyyppinen langatonta tiedonsiirtoa käyttävä taloautomaation mitauslaite. Haluan esittää kiitokseni Vaisala Oyj:lle haastavasta ja mielenkiintoisesta diplomityöaiheesta.

Kiitän professori Keijo Nikoskista työni valvomisesta sekä saamastani antenniteorian opetuksesta. Selkeän esitystavan ansiosta pääsin hyvään alkuun antennien toiminnan ymmärtämisessä.

Suuri kiitos kuuluu Matti Hohtolalle, jolta sain paljon hyviä neuvoja antennien toimintaan liittyen sekä runsaasti tukea työn kuluessa. Kiitos myös kaikille muille tuotekehitysprojektiin osallistuneille. Kannustava työilmapiiri, jota olitte luomassa, oli tärkeä motivaation lähde työn aikana.

Lopuksi haluan kiittää lämpimästi vanhempiani Jyriä ja Johannaa sekä veljeäni Juhania kaikesta vuosien varrella saamastani tuesta, joka on mahdollistanut opiskeluni nykyisen Aalto-yliopiston teknillisessä korkeakoulussa.

Espoo, 5. helmikuuta, 2010

Tuomas Pennanen

# Sisältö

<b>Tiivistelmä</b>	<b>2</b>
<b>Abstract</b>	<b>3</b>
<b>Alkulause</b>	<b>4</b>
<b>Sisältö</b>	<b>5</b>
<b>Symboliluettelo</b>	<b>7</b>
<b>Lyhenneluettelo</b>	<b>10</b>
<b>1 Johdanto</b>	<b>11</b>
<b>2 Teoriaa</b>	<b>13</b>
2.1 Antennin säteilymekanismi . . . . .	13
2.1.1 Antennin kaukokenttä ja säteilykuvio . . . . .	15
2.2 Antennin impedanssi . . . . .	18
2.2.1 Monopolin säteilyimpedanssi . . . . .	19
2.2.2 Säteilyresistanssi johtavan maatasen läheisyydessä . . . . .	21
2.3 Piirilevyllä integroitu antenni . . . . .	22
2.4 Antennin säteilyhyötysuhde . . . . .	24
2.5 Impedanssin sovittaminen . . . . .	26
2.5.1 Antennin sovittaminen syöttöpisteen paikkaa muuttamalla . . .	30
2.6 Fysikaaliset rajoitukset suunnittelussa . . . . .	31
2.7 Antennityyppien ominaisuuksien tarkastelua . . . . .	34
2.7.1 Invertoitu F-antenni . . . . .	35
2.7.2 Meander-antenni . . . . .	39
2.7.3 Pieni silmukka-antenni . . . . .	41
2.8 Syöttöjohdon vaikutus antennimittauksissa . . . . .	43

<b>3</b>	<b>Suunnittelu ja toteutus</b>	<b>45</b>
3.1	Antennin mitoittaminen . . . . .	47
3.1.1	Antennin mittojen vaikutus syöttöimpedanssiin . . . . .	47
3.1.2	Piirilevyn maatasen vaikutus kaistanleveyteen . . . . .	49
3.2	Simulaatiotulokset . . . . .	50
3.2.1	Simuloidut impedanssit . . . . .	51
3.2.2	Simuloidut säteilykuviot . . . . .	53
3.2.3	Valmistustoleranssien vaikutus sovitukseen . . . . .	56
3.2.4	Ympäristön vaikutus antennin impedanssiin . . . . .	56
3.3	Testilevyjen mittaustulokset . . . . .	60
3.4	Mittaukset tuotantomallin toteutuksessa . . . . .	67
<b>4</b>	<b>Johtopäätökset</b>	<b>73</b>
	<b>Lähdeluettelo</b>	<b>76</b>

# Symboliluettelo

Symboli	Selitys
$a$	langan säde
$B$	suskeptanssi
$B_0$	suhteellinen kaistanleveys
$b$	silmukka-antennin sivun pituus
$C$	kapasitanssi
$D$	suuntaavuus
$d$	antennin suurin mitta
$d_m$	antennin avoimen haaran pituus
$d_L$	antennin syöttöjohtimen etäisyys oikosulusta
$d_v$	antennin taajuusalueen valitsevan kupariliuskan pituus
<b>E</b>	sähkökentän voimakkuus
$E_{tot}$	sähkökentän $\phi$ - ja $\theta$ -suuntaisten komponenttien summa
$E_\theta$	sähkökentän voimakkuuden $\theta$ -suuntainen komponentti
$E_\phi$	sähkökentän voimakkuuden $\phi$ -suuntainen komponentti
$e$	Neperin luku
$f$	taajuus
$f_0$	keskitaajuus
$f_L$	taajuusalueen alaraja
$f_U$	taajuusalueen yläraja
$G$	vahvistus
<b>H</b>	magneettikentän voimakkuus
$h$	piirilevyn laminaatin paksuus
$h_k$	antennin kärjen etäisyys maatasosta
$h_m$	antennin sivusuuntainen etäisyys piirilevyn maatasosta
$I$	virta
$i$	virta-alkio
$i_n$	symmetriatason normaalin suuntainen virta-alkio
$i'_n$	symmetriatason normaalin suuntaisen virta-alkion peilikuva
$i_t$	symmetriatason suuntainen virta-alkio
$i'_t$	symmetriatason suuntaisen virta-alkion peilikuva
<b>J</b>	sähköinen virtatiheys
<b>J<sub>m</sub></b>	magneettinen virtatiheys
$j$	imaginaariyksikkö

$k$	aaltoluku
$L$	lanka-antennin langan pituus
$L_a$	silmukka-antennin induktanssi
$L_l$	lyhennetyn lanka-antennin langan pituus
$L_{refl}$	heijastusvaimennus
$L_{retn}$	paluuvaimennus
$\mathbf{N}(\mathbf{u}_r)$	säteilyvektori
$P_r$	säteilyteho
$Q$	hyvyysluku
$R_a$	antennin resistanssi
$R_h$	häviöresistanssi
$R_r$	säteilyresistanssi
$R_s$	pintaresistanssi
$r$	säde
$\mathbf{r}$	paikkavektori
$\mathbf{r}'$	tilavuusintegraalin vektorimuuttuja
$\mathbf{r}_0$	vertailtava paikkavektori
$\mathbf{r}_{0,1}$	ensimmäisen vertailtavan kappaleen paikkavektori
$\mathbf{r}_{0,2}$	toisen vertailtavan kappaleen paikkavektori
$\mathbf{S}$	Poyntingin vektori
$s_h$	meander-antennin taitosten välinen etäisyys
$s_w$	meander-kuvioinnin leveys
$t$	mikroliuskan paksuus
$\tan \delta$	häviötangentti
$U$	jännite
$\mathbf{u}$	yksikkövektori
$\mathbf{u}_r$	pallokoordinaatiston säteen suuntainen yksikkövektori
$V$	tilavuus
$v$	etenemisnopeus
$W$	varastoitu energia
$w$	mikroliuskan leveys
$w_c$	antennin johtimen paksuus
$w_L$	antennin oikosuljetun johtimen paksuus
$w_m$	antennijohtimen leveys
$w_s$	antennin syöttöjohtimen leveys
$X_a$	antennin reaktanssi



$Y$	admittanssi
$Y_0$	ominaisadmittanssi
$Z_0$	ominaisimpedanssi
$Z_a$	antennin impedanssi
$Z_L$	kuormaimpedanssi
$\Delta f$	kaistanleveys
$\delta(\mathbf{r})$	detafunktio
$\delta_S$	tunkeutumissyvyys
$\epsilon$	permittiivisyys
$\epsilon_0$	tyhjiön permittiivisyys
$\epsilon_r$	suhteellinen permittiivisyys
$\epsilon_{\text{reff}}$	efektiivinen suhteellinen permittiivisyys
$\eta$	aaltoimpedanssi
$\eta_0$	tyhjiön aaltoimpedanssi
$\eta_c$	johtavuushäviöistä aiheutuva hyötysuhteen osakomponentti
$\eta_d$	dielektrisistä häviöistä aiheutuva hyötysuhteen osakomponentti
$\eta_m$	epäsovituksesta aiheutuva hyötysuhteen osakomponentti
$\eta_{sw}$	pinta-aalloista aiheutuva hyötysuhteen osakomponentti
$\eta_{\text{rad}}$	säteilyhyötysuhde
$\theta$	elevaatiokulma
$\lambda$	aallonpituus
$\mu$	permeabiliteetti
$\mu_0$	tyhjiön permeabiliteetti
$\mu_r$	suhteellinen permeabiliteetti
$\rho$	heijastuskerroin
$\sigma$	johtavuus
$\phi$	atsimuuttikulma
$\Omega$	avaruuskulma
$\omega$	kulmataajuus

## Lyhenneluettelo

CBCPW	conductor backed coplanar waveguide
EMC	electromagnetic compatibility
ERP	effective radiated power
IE3D	kaupallinen sähkömagneettisten kenttien simulaatio-ohjelma
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.
PCMCIA	Personal Computer Memory Card International Association
SMA	subminiature version A
WLAN	wireless local area network

# Luku 1

## Johdanto

Taloautomaatio on tärkeä osa nykyaikaista rakentamista. Erilaisia taloautomaatiojärjestelmiä käytetään esimerkiksi toimistorakennuksissa, kouluissa ja urheiluhalleissa. Taloautomaatiojärjestelmän tehtävänä on tarkkailla sisätilojen lämpötilaa ja ilmanlaatua sekä säätää lämmitystä ja ilmanvaihtoa tarpeen mukaan käyttäen hyväksi järjestelmän keräämää mittaustietoa. Mitattavia suureita voivat olla esimerkiksi lämpötila, kosteus ja hiilidioksidipitoisuus. Useimmissa kohteissa ei ole tarpeellista mitata kaikkia näitä suureita, vaan esimerkiksi kokoustiloissa riittää lämpötilan ja hiilidioksidin määrän mittaaminen. Kosteissa tiloissa puolestaan hiilidioksidipitoisuutta kiinnostavampi suure on ilmakeuhuus. Tarpeenmukaisella ilmastoinnilla saavutetaan paremman huoneilman laadun lisäksi merkittäviä kustannussäästöjä, kun ilmanvaihdon määrää voidaan pienentää tarpeen mukaan.

Älykästä taloautomaatiojärjestelmää käyttämällä on mahdollista paitsi parantaa sisäilman laatua myös saavuttaa merkittäviä säästöjä. Kun käytettävissä on tietoa ilmanlaadusta eri puolilla rakennusta, voidaan ilmanvaihtoa tehostaa kohdennetusti niillä alueilla, joilla tarve on suuri. Vastaavasti niissä tiloissa, joita käytetään vähemmän, voidaan ilmanvaihtoa säätää pienemmälle.

Vanhojen rakennusten modernisoinnin yhteydessä päivitetään usein myös ilmanvaihtojärjestelmä vastaamaan nykypäivän standardeja. Tämä tarkoittaa esimerkiksi sitä, että ilmastoitavien tilojen seinille on asennettava lämpötilaa, kosteutta ja hiilidioksidipitoisuutta mittaavia laitteita, jotka muuntavat mitatun suureen arvon analogiseksi tai digitaaliseksi signaaliksi. Tämä signaali siirretään perinteisesti kaapelia pitkin ilmanvaihtojärjestelmän ohjausyksikölle, joka säätää ilman lämpötilaa ja ilmanvaihdon määrää kulloisenkin tarpeen mukaiseksi.

Remontoitavaan rakennukseen on tyypillisesti vedettävä runsaasti kaapelia mittauslaitteiden virransyöttöä ja kommunikaatioväylää varten. Usein virransyöttö saadaan toteutettua kohtuullisella vaivalla, koska verkkosähköä on saatavilla kaikkialla rakennuksessa. Kommunikaatioväylän tarvitsemien kaapelien asentaminen saattaa kuitenkin osoittautua kustannuksiltaan varsin kalliiksi, koska vanhoihin taloihin ei ole rakennusvaiheessa tehty ylimääräisiä kaapelointeja tulevaisuuden varalle. Tästä johtuen merkittäviä säästöjä saattaakin olla saavutettavissa korvaamalla perinteinen kaapelia pitkin toteutettu kommunikaatio langattomalla yhteydellä.

Tässä työssä tutkittiin erilaisia vaihtoehtoja seinälle asennettavan mittauslaitteen antennin toteuttamiseksi. Toteutuksen yksinkertaistamiseksi sekä valmistuskustannusten pienentämiseksi antenni haluttiin sisällyttää samalle piirilevyllä mittauslaitteen muun elektroniikan kanssa. Alkuperäisen tehtävänannon mukaan antennin keskitaajuudeksi määrättiin Euroopassa vapaassa käytössä oleva 869 MHz. Mittauslaitteen tuotekehitysprojektin edetessä ilmeni tarve tehdä piirilevystä erillinen versio Amerikan markkinoille, jossa lähetteen keskitaajuus on 915 MHz. Kahdesta piirilevystä aiheutuvien ylimääräisten valmistuskustannusten välttämiseksi keskitaajuuden haluttiin olevan valittavissa laitteen valmistusvaiheessa siten, että taajuuden valinta tuli pyrkiä toteuttamaan mahdollisimman yksinkertaisesti. Taajuusvalintamahdollisuus tuli mukaan projektin keskivaiheilla, mutta esityksen selkeyttämiseksi sen suunnittelu käsitellään työssä muun antennisuunnittelun yhteydessä.

Muita antennilta vaadittuja ominaisuuksia olivat hyvä säteilyhyötysuhde ja mahdollisimman isotrooppinen säteilykuvio. Antennin säteilyhyötysuhde oli pyrittävä optimoimaan, sillä pienimmän havaittavissa olevan vastaanotettavan signaalin voimakkuus on käytännössä rajoitettu vastaanottimen oman kohinatason takia. Antennin kaistanleveyden tuli olla vähintään 26 MHz, sillä lähetteen taajuus vaihtelee 915 MHz taajuusalueella taajuushyppeilyn takia välillä 902 MHz – 928 MHz. Edellä mainittujen ominaisuuksien lisäksi antenni tuli suunnitella valmistettavuudeltaan sellaiseksi, että eri yksilöt ovat valmistustoleransseista huolimatta riittävän tasalaatuisia keskenään ilman erillistä tuotantoprosessissa tapahtuvaa viritystä.

Seuraavassa luvussa on tarkasteltu antennisuunnittelun kannalta keskeisiä kysymyksiä teoreettisella tasolla. Luvussa 3 on käsitelty erilaisia antennirakenteita ensin simulaatioiden avulla. Tämän jälkeen on suoritettu mittauksia saatujen simulaatiotulosten paikkaansapitävyyden arvioimiseksi. Lopuksi integroitu antenni on toteutettu mittauslaitteen piirilevyllä ja toteutuksen suorituskyky on mitattu.

# Luku 2

## Teoriaa

Antennin suorituskyvylä on suuri vaikutus langattoman lähetinvastaanottimen suorituskyyyn. Tämän vuoksi on tärkeää, että antennisuunnitteluun liittyvät haasteet tiedostetaan tuotetta suunniteltaessa ja antennin suorituskyy pyritään optimoimaan tarvetta vastaavaksi. Erilaisia käyttökohteita langattomille järjestelmille on olemassa lukematon määrä ja ne kaikki asettavat omanlaisensa vaatimukset antennin suorituskyyille. Esimerkiksi auton keskuslukituksen kaukosäätimen tulee olla kooltaan niin pieni, että se voidaan integroida osaksi auton avainta. Toisaalta yleisradio- tai televisiovastaanottimen ei tyypillisesti tarvitse mahtua yhtä pieneen tilaan, mutta niiden on kyettävä ottamaan vastaan lähetyksiä useiden kymmenien kilometrien päästä. Esimerkiksi televisioantennin on kyettävä toimimaan myös varsin laajalla taajuusalueella.

Jotta olisi mahdollista ymmärtää, mitkä asiat vaikuttavat antennin suorituskyyyn, on tässä luvussa käsitelty antennin suorituskyyyn kannalta merkityksellisiä asioita teoreettisella tasolla. Aluksi on keskitytty käsittelemään yleistä antennin suunnittelussa tarvittavaa teoriaa ja rajoituksia, jotka vaikuttavat antennin suorituskyyyn. Luvun loppupuolella tutustutaan tarkemmin antennirakenteisiin, joiden soveltuvuutta mittaustaitteen antenniksi arvioitiin tässä työssä.

### 2.1 Antennin säteilymekanismi

Yleisellä tasolla antenni on kaksiporttinen piirielementti, jonka toinen portti on kytketty radiolähettimen tai -vastaanottimen antenniliittimeen ja toinen portti kytkee antennin sitä ympäröivään väliaineeseen. Tyypillisesti antenni on resiprookkinen pii-

rielementti, joten sitä voidaan käyttää yhtä hyvin sekä lähetyksessä että vastaanotossa. Antenni toimii siis eräänlaisena sovituspierinä virtapiirin ja ympäröivän väliaineen välillä muuntaen virtapiirin energian väliaineessa eteneväksi sähkömagneettiseksi säteilyksi ja päinvastoin. Jäljempänä antennia on käsitelty säteilyä lähettävänä elementtinä, mutta resiprookkisuu den perusteella esitetty teoria voidaan laajentaa koskemaan myös vastaanottavaa antennia.

Antennissa säteilyn lähteenä ovat antennissa kulkevat sähköiset ja magneettiset virrat, joita kuvataan sähköisen virtatiheyden  $\mathbf{J}$  ja magneettisen virtatiheyden  $\mathbf{J}_m$  avulla. Nämä synnyttävät ympärilleen magneettikentän  $\mathbf{H}$  ja sähkökentän  $\mathbf{E}$  Maxwellin yhtälöiden

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H} - \mathbf{J}_m, \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = j\omega\epsilon\mathbf{E} + \mathbf{J}, \quad (2.2)$$

mukaisesti [1], jossa  $\omega$  on kulmataajuus,  $\epsilon$  väliaineen permittiivisyys ja  $\mu$  sen permeabiliteetti. Yhtälöiden (2.1) ja (2.2) mukaan lähteiden synnyttämien kenttien ollessa aikariippuvia, eli  $\omega \neq 0$ , on sähkökentän ja magneettikentän välillä olemassa yhteys. Muuttuvan magneettikentän havaitaan aiheuttavan sähkökentän pyörteen, joka puolestaan on yleensä myös muuttuva. Muuttuva sähkökenttä puolestaan aiheuttaa magneettikentän pyörteen. Muuttuvan sähkö- ja magneettikentän välinen yhteys mahdollistaa energian etenemisen väliaineessa sähkömagneettisena säteilynä, jonka energia on varastoitunut vuoroin sähkökenttään ja magneettikenttään. Sähkö- ja magneettikenttä ovat vektorisuureita, jotka edellä esitettyjen yhtälöiden mukaan ovat suorassa kulmassa toisiaan sekä säteilyn etenemissuuntaa vastaan [2].

Edellä esiintyvien permittiivisyyden ja permeabiliteetin yhtälöt ovat

$$\epsilon = \epsilon_0\epsilon_r, \quad (2.3)$$

$$\mu = \mu_0\mu_r, \quad (2.4)$$

jossa vakiot  $\epsilon_0$  ja  $\mu_0$  ovat tyhjiön permittiivisyys ja permeabiliteetti. Suhteellinen permittiivisyys  $\epsilon_r$  ja suhteellinen permeabiliteetti  $\mu_r$  ovat väliaineen sähköisistä ominaisuuksista riippuvia kompleksisia suureita, joiden imaginääriosaa on negatiivinen. Yleisessä tapauksessa väliaineen sähköiset parametrit ovat paikan ja taajuuden funktioita, mutta tässä työssä väliaineen oletetaan olevan homogeeninen ja sen sähköisten ominaisuuksien riippumattomia taajuudesta.

Kuten yhtälöt (2.1) ja (2.2) osoittavat, on antennin kaukoalueen säteilykentän mää-

räämiseksi tunnettava antennissa kulkevat virrat. Tarvittava tieto tunnetuista pintavirroista  $\mathbf{J}(\mathbf{r}')$  sisällytetään antennin säteilyvektoriin  $\mathbf{N}(\mathbf{u}_r)$  yhtälön

$$\mathbf{N}(\mathbf{u}_r) = \int_V e^{jk\mathbf{u}_r \cdot \mathbf{r}'} \mathbf{J}(\mathbf{r}') dV' \quad (2.5)$$

avulla. Yhtälössä (2.5)  $\mathbf{u}_r$  on yksikkövektori, joka osoittaa poispäin antennista säteilyn kulkusuuntaan ja  $k = 2\pi/\lambda$  on aaltoluku. Paikkavektori  $\mathbf{r}'$  on yhtälön muuttuja, jota integroidaan antennirakenteen käyttämän tilavuuden  $V$  yli. Tekijä  $e^{jk\mathbf{u}_r \cdot \mathbf{r}'}$  on vaihetekijä, joka ottaa huomioon pistemäisten virta-alkioiden sijainnista aiheutuvan vaihe-eron laskettaessa virtojen aiheuttamaa säteilyä kaukoalueessa vektorin  $\mathbf{u}_r$  osoittamassa suunnassa. Säteilyvektori  $\mathbf{N}(\mathbf{u}_r)$  sisältää siis kaiken säteilykentän laskemisen kannalta tarpeellisen tiedon antennissa kulkevista virroista.

Kun säteilyvektori tunnetaan, voidaan sen avulla edelleen ratkaista sähkökentän voimakkuus  $\mathbf{E}(\mathbf{r})$  ja magneettikentän voimakkuus  $\mathbf{H}(\mathbf{r})$  antennin kaukokentässä yhtälöiden

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = j\omega\mu \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \mathbf{u}_r \times [\mathbf{u}_r \times \mathbf{N}(\mathbf{u}_r)], \quad (2.6)$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}) = -jk \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \mathbf{u}_r \times \mathbf{N}(\mathbf{u}_r) \quad (2.7)$$

avulla. Lopulta antennin säteilemä teho  $P_r$  saadaan ratkaistua sijoittamalla sähkö- ja magneettikentän lausekkeet (2.6) ja (2.7) yhtälöön

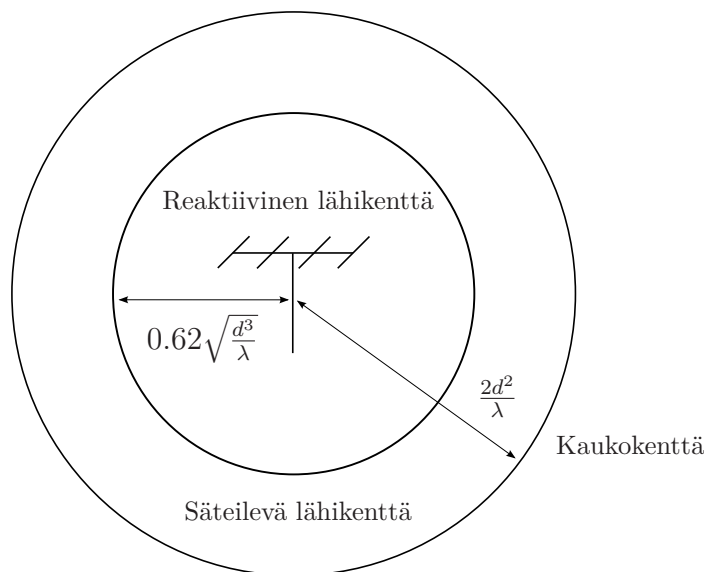
$$P_r = \frac{1}{2} \Re \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \mathbf{E}(\mathbf{r}) \times \mathbf{H}^*(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{u}_r r^2 \sin \theta d\theta d\phi, \quad (2.8)$$

jossa  $\phi$  ja  $\theta$  ovat atsimuutti- ja elevaatiokulma. [1]

### 2.1.1 Antennin kaukokenttä ja säteilykuvio

Antennin säteilykuvio määräytyy yhtälöiden (2.6) ja (2.7) avulla, mutta tarkkaan ottaen esitetyt yhtälöt ovat yksinkertaistettuja approksimaatioita, jotka ovat voimassa ainoastaan tarkasteltaessa antennia riittävän suurelta etäisyydeltä, jolloin antennirakenne näyttää pistelähteeltä. On siis määritettävä pienin etäisyys, jonka jälkeen yhtälöiden voidaan olettaa olevan riittävän suurella tarkkuudella voimassa.

Antennia ympäröivä avaruus jaetaan yleensä kolmeen sisäkkäiseen alueeseen, jotka



Kuva 2.1: Antennin lähi- ja kaukokentän rajat.

on esitetty kuvassa 2.1. Lähimpänä antennia oleva alue on antennin reaktiivinen lähikenttä, sen ulkopuolella sijaitsee säteilevä lähikenttä ja uloimpana oleva alue on puolestaan antennin kaukokenttä.

Reaktiivisessa lähikentässä antenniin varastoituneen energian osuus on merkittävä suhteessa sen säteilemään energiaan. Säteilyskentillä on radiaalisuuntainen komponentti, eikä antennille voida määrittää yksiselitteistä säteilyskuviota, joka riippuisi ainoastaan tarkastelukulmasta. Säteilyskuviota riippuu tarkastelukulman lisäksi myös tarkasteluetaisuudesta ja on siten paikan funktio kolmessa ulottuvuudessa [1]. Antennin reaktiiviseen lähikenttään tuottavat ulkopuoliset kappaleet muuttavat antennirakenteen läheisyydessä olevan tilan permittiivisyyttä ja permeabiliteettia ja vaikuttavat siksi merkittävästi antennin toimintaan. Reaktiivisessa lähikentässä oleviin johdekappaleisiin indusoituu merkittäviä pintavirtoja, joiden voimakkuus saattaa olla samaa suuruusluokkaa antennin pintavirtojen kanssa, ja eristekappaleisiin indusoituu heikompia polarisaatiovirtoja. Reaktiivisen lähikentän rajana pidetään yleensä pallopintaa, jonka etäisyys on  $0.62\sqrt{d^3/\lambda}$  antennin keskipisteestä, kun  $d$  on antennin suurin mitta. Sähköisesti pienen antennin tapauksessa rajana voidaan pitää etäisyyttä  $\lambda/2\pi$  antennin pinnasta [3].

Säteilevässä lähikentässä antenniin varastoituneen energian osuus kentänvoimakkuudesta on vähäinen, mistä johtuen säteilevässä lähikentässä olevat kappaleet eivät vaikuta yhtä voimakkaasti antennin toimintaan kuin reaktiivisessa lähikentässä. Toisin kuin kaukokentässä sähkö- ja magneettikentillä voi yhä olla radiaalisuuntainen



komponentti ja antennin säteilykuvio muuttuu etäisyyden funktiona. Siirryttäessä pois päin antennista säteilykuvio lähestyy kaukokentän säteilykuviota. Säteilevän lähikentän ja kaukokentän rajana pidetään etäisyyttä  $2d^2/\lambda$ , jonka ulkopuolella sähkö- ja magneettikentän yhtälöiden (2.6) ja (2.7) vaihetekijän virhe on alle  $\pi/8$ . Tätä suuremmilla etäisyyksillä yhtälöiden katsotaan olevan riittävällä tarkkuudella voimassa [3], [4].

Kaukokentässä antennin säteilykuviolla ei ole etäisyysriippuvuutta, joten antennille voidaan määrätä yksinkertainen säteilyn lähtökulmasta riippuva säteilykuvio. Antennirakenne näyttää kaukokentässä tarkasteltuna likimain pistemäiseltä kappaleelta ja antennin lähettämän tehon vakiovaihepinta on paikallisesti tarkasteltuna lähes tasomainen. Tästä johtuen etenevää säteilyä voidaan approksimoida kaukoalueessa tasoaallolla. Kaukoalueessa olevan vastaanottoantennin kannalta lähettävän antennin geometria vaikuttaa ainoastaan vastaanotettavan signaalin voimakkuuteen ja säteilykentän vektoreiden polarisaatioon.

Tyypillisissä sovelluksissa lähettävä ja vastaanottava antenni ovat sellaisella etäisyydellä toisistaan, että antennit sijaitsevat toistensa kaukokentässä. Tässä työssä aallonpituus toimintataajuudella on noin metrin kolmasosa ja antennin suurin mitta alle kymmenen senttimetriä. Kaukokentän etäisyys on määritelmän mukaan alle 10 cm, mikä tarkoittaa, että lähettävä ja vastaanottava antenni tulevat sijaitsemaan toistensa kaukokentässä kaikissa käyttötilanteissa.

Antenni ei säteile siihen syötettyä energiaa isotrooppisesti avaruuteen. Antennilla on sille tyypillinen säteilykuvio, joka määrää, kuinka antennin säteilemä teho  $P_r$  jakautuu ympäröivään avaruuteen. Antennille voidaan määrittää suuntaavuus [1]

$$D(\mathbf{u}_r) = \frac{4\pi|\mathbf{E}(\mathbf{r})|^2}{\iint_{4\pi}|\mathbf{E}(\mathbf{r})|^2 d\Omega}, \quad (2.9)$$

joka ilmoittaa tarkastelusuunnassa vallitsevan kentänvoimakkuuden suhteessa keskimääräiseen kentänvoimakkuuteen, kun  $d\Omega$  on avaruuskulman alkio. Yhtälössä (2.9) antennin säteilykuviota siis verrataan isotrooppisen säteilijän säteilykuvioon. Tulos esitetään usein logaritmisella asteikolla desibeleinä, jolloin lukuarvon yksikkönä on dBi.

Käytännössä antennin suuntaavuuden mittaaminen on työlästä, sillä sen määrittämiseksi on selvitettävä kentänvoimakkuus koko avaruuskulman  $\Omega$  yli. Suuntaavuutta

helpommin määritettävissä oleva suure on antennin vahvistus  $G$ , jonka yhtälö on [5]

$$G = \eta_{rad} D. \quad (2.10)$$

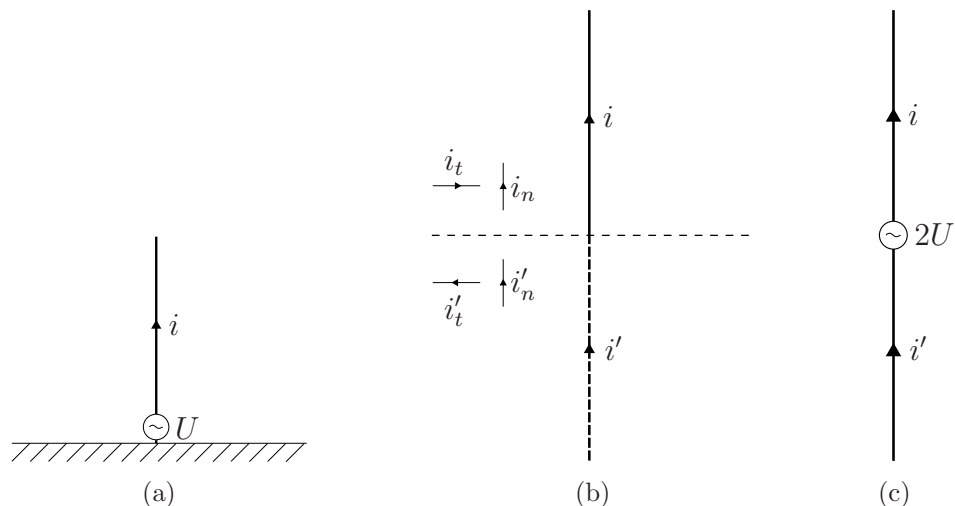
Yhtälössä (2.10) esiintyvä  $\eta_{rad}$  on antennin säteilyhyötysuhde, joka määrittää, kuinka suuri osa antenniin syötetystä tehosta säteilee antennin kautta ympäröivään avaruuteen. Säteilyhyötysuhdetta on käsitelty laajemmin jäljempänä kappaleessa 2.4.

Mittauslaitteen antennin säteilykuvion tulisi olla mahdollisimman ympärisäteilevä, sillä seinälle asennettavan mittauslaitteen kanssa kommunikoiva tukiasema saattaa olla mittauslaitteeseen nähden missä tahansa suunnassa. Täysin isotrooppisesti säteilevää antennia ei kuitenkaan ole mahdollista toteuttaa, joten on pyrittävä suunnittelemaan sellainen antennirakenne, jonka säteilykuvio on mahdollisimman laajakeilainen. Lisäksi on otettava huomioon antennin tilantarve. Aallonpituuteen nähden pienet antennit ovat luontaisesti varsin laajakeilaisia. Yksinkertaisimpia antennirakenteita ovat lyhyt dipoli ja pieni silmukka-antenni. Näiden antennien säteilykuviot ovat saman muotoiset ja ne ovat muodoltaan varsin tasaiset sekä laaja-alaiset.

## 2.2 Antennin impedanssi

Antennin toiminnan kannalta eräs keskeisimmistä suureista on antennin syöttöimpedanssi  $Z_a$ , joka tyypillisesti muuttuu taajuuden funktiona. Impedanssi on reaalisen resistanssin  $R_a$  ja imaginäärisen reaktanssin  $jX_a$  summa. Resistanssi edustaa antennin häviöitä, jotka jakautuvat antennin säteilyhäviöihin  $R_r$  ja antennin sisäisiin häviöihin  $R_h$ . Imaginäärinen osa  $jX_a$  puolestaan aiheutuu antennin ympärilleen varastoimasta energiasta, joka ei säteile avaruuteen. Tämä energia varastoituu hetkellisesti antennin lähikenttään ja purkautuu takaisin antennirakenteeseen puolen jakson kuluttua.

Antennin impedanssin sovittaminen siirtojohdon impedanssiin on tärkeää, jotta antennin syöttöpisteessä ei pääse syntymään epäsovituksista johtuvaa heijastusta, jolloin osa antenniin syötetystä tehosta palaa takaisin antennia syöttävään lähettiin. Lisäksi lähettimen ja antennin impedanssit tulee sovittaa toisiinsa. Sovitetussa tapauksessa antenniin saadaan syötettyä suurin mahdollinen teho, jota kutsutaan yltötehoksi. Piiriteorian mukaan yltöteho saavutetaan tilanteessa, jossa lähettimen sisäinen impedanssi on konjugaattisesti sovitettu antennin impedanssin kanssa. Tyypillisesti lähettimen sisäinen impedanssi on 50 ohmia, mikä tarkoittaa, että antenni



Kuva 2.2: (a) Monopoli maatasen päällä, (b) peilikuvaperiaatteen mukainen kuvälähde sekä (c) ekvivalentti dipoliantenni.

tulee suunnitella siten, että sen syöttöimpedanssi on toimintataajuudella mahdollisimman lähellä 50 ohmia.

Antennin säteilyresistanssi voidaan määrittää, kun tunnetaan antennin säteilemä keskimääräinen teho  $P_r$  ja antenniin syötetyn virran tehollinen keskiarvo  $|I|/\sqrt{2}$ . Näistä saadaan laskettua antennin säteilyresistanssi yhtälön

$$R_r = \frac{2P_r}{|I|^2} \quad (2.11)$$

avulla, jossa  $P_r$  on laskettu yhtälöstä (2.8) ja  $|I|$  on antenniin syötetyn virran amplitudi. [1]

### 2.2.1 Monopolin säteilyimpedanssi

Myöhemmin esitettävien antennirakenteiden toiminnan ymmärtämiseksi tarkastellaan seuraavaksi, kuinka ohuen ilmaeristeisen lankamonopoliantennin säteilyimpedanssi riippuu taajuudesta. Lankamonopoli on valittu tarkasteltavaksi sen yksinkertaisen rakenteen vuoksi, mutta sen avulla voidaan ymmärtää myös vastaavien hieman monimutkaisempien rakenteiden ominaisuuksia sellaisissa tapauksissa, joissa rakenteen analyttinen tarkastelu on työlästä.

Ohut lankamonopoli on balansoimaton rakenne, joka tarvitsee toimiakseen johtavan maatasen, jonka normaalivektorin oletetaan tässä olevan yhdensuuntainen monopo-

lin langan kanssa kuvan 2.2(a) mukaisesti. Analysoimisen helpottamiseksi maataso voidaan poistaa käyttämällä hyväksi peilikuvaperiaatetta [4]. Peilikuvaperiaatteen mukaan johtavan maatasen vaikutus voidaan ottaa huomioon peilaamalla antennissa kulkevat sähköiset virrat maatasen suhteen, minkä jälkeen johdetaso voidaan poistaa. Antennin virtafunktio jaetaan johdepinnan suuntaisiin ja pinnan normaalin suuntaisiin komponentteihin kuvan 2.2(b) mukaisesti. Pinnan normaalin suuntaiset virrat  $i_n$  säilyttävät peilattaessa kulkusuuntansa, kun taas pinnan suuntaisesti kulkevien virtojen  $i_t$  peilikuvat kulkevat alkuperäiseen nähden vastakkaiseen suuntaan. Peilatut virtakomponentit on merkitty kuvaan 2.2(b) pilkulla [3].

Monopoli peilataan maatasen suhteen peilikuvaperiaatteen mukaisesti, minkä seurauksena syntyvä rakenne on puolenaallon dipoli, joka on halkaistu keskeltä johtavalla maatasolla. Koska maataso on samalla tämän keskipisteestään syötetyn antennirakenteen symmetriataso, ovat antennin sähkökentän kenttäviivat johdetason pinnalla pinnan normaalin suuntaisia. Tästä johtuen johdetasoon indusoitunut jännite on kaikkialla nolla, joten se voidaan poistaa. Kuvassa 2.2(c) esitetyn syntyneen dipolirakenteen keskellä sijaitseva syöttöpiste on balansoitu ja sen yli näkyvä impedanssi on kaksinkertainen verrattuna alkuperäisen monopoli-antennin impedanssiin. Peilikuvaperiaatteen avulla muodostetun dipolin impedanssi on tunnettu ja se voidaan ratkaista yhtälöistä [1]

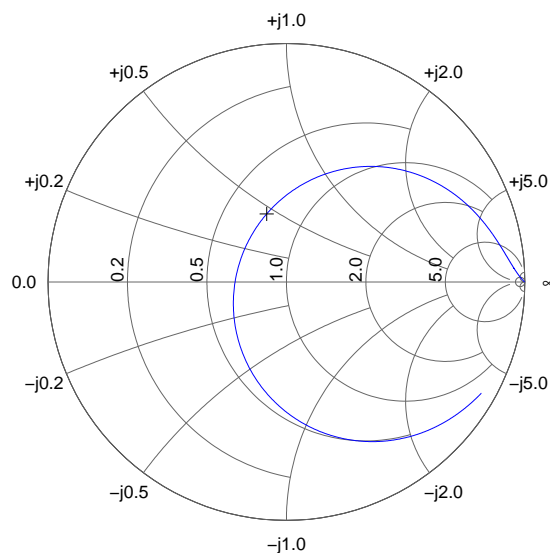
$$R_a = \frac{\eta}{4\pi \sin^2(\frac{kL}{2})} \left\{ \left[ \text{Si}(2kL) - 2\text{Si}(kL) \right] \sin(kL) + 2 \left[ 1 + \cos(kL) \right] \right. \\ \left. \times \left[ \ln(kL\gamma) - \text{Ci}(kL) \right] - \cos(kL) \left[ \ln(2kL\gamma) - \text{Ci}(2kL) \right] \right\} \quad (2.12a)$$

ja

$$X_a = \frac{\eta}{4\pi \sin^2(\frac{kL}{2})} \left\{ 2\text{Si}(kL) + \left[ 2\text{Si}(kL) - \text{Si}(2kL) \right] \cos(kL) \right. \\ \left. - \left[ \ln\left(\frac{L}{2ka^2\gamma}\right) - \text{Ci}(2kL) + 2\text{Ci}(kL) \right] \sin(kL) \right\}, \quad (2.12b)$$

jossa  $\ln(\gamma) \approx 0.577216$ ,  $k = 2\pi/\lambda$ ,  $L$  on dipolin pituus,  $a$  on pyöreän langan säde,  $\text{Si}(x)$  on sini-integraalifunktio ja  $\text{Ci}(x)$  on kosini-integraalifunktio.

Neljännesaallon monopolin impedanssin käyttäytymisen havainnollistamiseksi kaavojen (2.12a) ja (2.12b) avulla laskettu impedanssi  $Z_a$  on esitetty kuvassa 2.3 Smitthin kartalla taajuuden funktiona. Tulokset on normalisoitu 50 ohmin impedanssiin ja



Kuva 2.3: Monopolin impedanssi taajuuden funktiona.

samaa normalisointia on käytetty myös myöhemmin esitettävissä kuvaajissa. Antennin reaktanssin ratkaisemiseksi on tunnettava langan pituus  $L = \lambda/2$  sekä pituuden ja paksuuden suhde  $L/a$ , jonka arvoksi on valittu tässä 220. Yhtälöiden (2.12a) ja (2.12b) muuttujana on aaltoluku  $k$ . Yhtälöistä lasketut lukuarvot pätevät dipoliantennille, joten ne on monopolin impedanssin laskemiseksi jaettu kuvan piirtämistä varten kahdella.

Monopoliantennin impedanssin todetaan muodostavan kuvassa 2.3 ympyrän. Kuvaan on merkitty ristillä taajuus, jolla monopoli on täsmälleen neljännesaallon mittainen. Taajuuden kasvaessa impedanssikäyrää edetään myötäpäivään, joten monopolin reaktanssin todetaan häviävän monopolin sähköisen pituuden ollessa hie-man aallonpituuden neljännestä lyhyempi. Kyseisellä taajuudella resistanssin arvo on noin 37 ohmia. Mikäli antennin pituutta kasvatetaan taajuuden pysyessä samaana, impedanssin reaaliosa ja imaginääriosia kasvavat siirtäen tarkastelupistettä käyrällä myötäpäivään. Vastaavasti pituuden pienentäminen pienentää resistanssia ja reaktanssia, joten tarkastelupiste siirtyy käyrällä vastapäivään.

### 2.2.2 Säteilyresistanssi johtavan maatasen läheisyydessä

Kappaleessa 2.1 kerrotun perusteella antennin säteilytehon laskeminen on mahdollista, kun tunnetaan antennin virtojen käyttäytymistä kuvaava virtafunktio. Kappaleessa 2.2.1 todettiin ideaalijohtavan maatasen vaikuttavan antennin toimintaan ja

esitettiin, kuinka tällaisen maatasen vaikutus voidaan ottaa huomioon peilikuvape-  
riaatteen avulla. Antennin virtafunktio peilautuu kappaleessa 2.2.1 esitetyllä tavalla  
johdetason toiselle puolelle, minkä jälkeen johdetaso voidaan poistaa tarkastelus-  
ta. Kun alkuperäiseen virtafunktioon summataan uusi peilikuvan aiheuttama virta-  
funktio, muuttuu myös antennin säteilyvektori  $\mathbf{N}(\mathbf{u}_r)$ , mikä tarkoittaa, että myös  
antennin sähkö- ja magneettikentän lausekkeet (2.6) ja (2.7) sekä antennin säteile-  
mä teho  $P_r$  muuttuvat. Antennin säteilyresistanssi määrytyy antennin säteilemän  
tehon ja antenniin syötetyn virran funktiona, joten johtavan maatasen todetaan vai-  
kuttavan myös antennin säteilyresistanssiin. Johdetason vaikutus antenniin on sitä  
suurempi mitä lähempänä tasoa antenni sijaitsee [3].

## 2.3 Piirilevylle integroitu antenni

Ideaalisessa tilanteessa antenni pyritään sijoittamaan siten, että sen lähikentässä ei  
ole lainkaan antennirakenteeseen itseensä kuulumattomia rakenteita. Tällöin anten-  
nin toiminta on helpommin ennustettavissa ja sen ominaisuuksien määrittäminen  
on verrattaen helppoa simulaattoreiden avulla. Piirilevylle integroidun mikrolius-  
ka-antennin tapauksessa tilanne on kuitenkin monimutkaisempi, sillä kupariliuska-  
sta muodostettua antennia tukeva piirilevylaminaatti sekä piirilevyllä olevat muut  
komponentit sijaitsevat väistämättä antennin lähikentässä, mikä vaikuttaa anten-  
nin suorituskkyyn.

Tarkastellaan tapausta, jossa lankamonopoli ympäröidään dielektrisellä materiaalil-  
la, jonka suhteellinen permittiivisyys  $\epsilon_r$  on suurempi kuin yksi. Virran etenemisno-  
peuden väliaineessa tiedetään olevan

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}}, \quad (2.13)$$

jossa  $\epsilon$  ja  $\mu$  ovat väliaineen permittiivisyys ja permeabiliteetti. Sijoittamalla yhtälöön  
tyhjiön permittiivisyys  $\epsilon_0$  ja permeabiliteetti  $\mu_0$  saadaan yhtälöstä (2.13) tulokseksi  
valon nopeus. Väliaineessa, jonka suhteellinen permittiivisyys on  $\epsilon_r > 1$  ja suhteel-  
linen permeabiliteetti  $\mu_r = 1$ , saadaan aallon etenemisnopeudeksi  $v = 1/\sqrt{\epsilon_r\epsilon_0\mu_0}$ .  
Aalto etenee siis väliaineen permittiivisyyden takia rakenteessa hitaammin kuin va-  
paassa tilassa. Jotta kasvaneen permittiivisyyden vaikutus saadaan kompensoitua,

on langan pituutta lyhennettävä. Lyhennetyn monopolin pituuden tulee olla [6]

$$L_l = \frac{L}{\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (2.14)$$

jossa  $L$  on langan pituus vapaassa tilassa. Langan pituuden lisäksi antennia kuormittava väliaine vaikuttaa myös saavutettavaan kaistanleveyteen siten, että kuormituksen kasvaessa antennin kaistanleveys kapenee [7].

Mikäli dielektristä materiaalia on vain osassa antennin lähikentästä, kuten piirilevylaminaatin tapauksessa ohuena kerroksena kuparijohtimen vieressä, ei sen aiheuttama muutos langan pituuteen ole yhtä suuri kuin koko antennin lähikentän peittävän materiaalin tapauksessa. Tällöin suhteellinen permittiivisyys korvataan yhtälössä (2.14) efektiivisellä suhteellisella permittiivisyydellä  $\epsilon_{\text{eff}}$ , joka on suuruudeltaan  $1 < \epsilon_{\text{eff}} < \epsilon_r$ .

Yksinkertaisissa tapauksissa mikroliuska-antennin analyysi on rinnastettavissa siirtojohtoteoriaan, jolloin efektiivinen suhteellinen permittiivisyys voidaan määrittää siirtojohtoteorian kaavojen avulla. Mikroliuska-antenni korvataan kuvalähdeperiaatteen avulla samanmuotoisella rakojohdolla, jonka efektiivinen permittiivisyys voidaan laskea. Laskettu permittiivisyys on samalla alkuperäisen mikroliuska-antennin suhteellinen permittiivisyys  $\epsilon_{\text{eff}}$  [8]. Menetelmässä oletetaan, että kuparijohtimen kummallakin sivulla on riittävästi paljasta piirilevylaminaattia, jotta piirilevyn reuna ei vaikuta merkittävästi saatuun tulokseen.

Kuormittamista käytetään hyväksi pienissä piirilevylle ladottavissa antenneissa, kuten [9] ja [10], joissa kuitenkin käytetään materiaaleja, joiden permittiivisyys on huomattavasti suurempi kuin piirilevylaminaatin. Kuormituksen avulla antennin kokoa voidaan pienentää huomattavasti. Esimerkiksi edellä mainitut antennit toimivat 869 MHz taajuudella ja niiden suurin mitta on noin 10 mm, joka on aallonpituuksissa mitattuna ainoastaan  $\lambda/35$ . Kuten jäljempänä kappaleessa 2.6 on todettu, antennin koon pienentäminen vaikuttaa väistämättä joko antennin kaistanleveyteen tai sen säteilyhyötysuhteeseen. Viitteessä [9] antennin kaistanleveydeksi, jolla antennista heijastunut teho on alle -10 dB, on mitattu 10 MHz, jolloin antennin suhteellinen kaistanleveys on 1.1 %. Antennin säteilyhyötysuhteen on ilmoitettu olevan 65 %. Viitteessä [10] puolestaan on esitetty, kuinka kaistanleveyttä voidaan kasvatata kytkemällä antennin syöttöön keskitetyillä elementeillä toteutettu resonanssi-piiri. Resonanssi-piirin avulla kaistanleveys on saatu kasvatettua noin 40 MHz:sta 125 MHz:iin, joita vastaavat suhteelliset kaistanleveydet ovat 4.6 % ja 14.4 %. An-

tennin säteilyhyötysuhdetta ei ole ilmoitettu, mutta maksimivahvistuksen ilmoitetaan olevan -0.7 dBi, mistä voidaan päätellä, että säteilyhyötysuhde saattaisi olla samaa luokkaa kuin edellämainitulla antennilla.

## 2.4 Antennin säteilyhyötysuhde

Jotta antenniin saataisiin syötettyä tehoa mahdollisimman paljon, on antennin oltava sovitettu sitä syöttävän siirtolinjan ominaisimpedanssiin. Antenniin syötetty teho ei kuitenkaan yksin määrää antennin säteilemää tehoa. Sovitetulla resistiivisellä päätteellä ja ideaalisella sovitetulla antennilla on täsmälleen sama sisäänmenoimpedanssi, mutta resistiivinen pääte ei silti säteile lainkaan energiaa ympäröivään avaruuteen.

Antennin säteilyhyötysuhde  $\eta_{rad}$  määrittää kuinka suuri osa antenniin syötetystä tehosta säteilee antennin kautta ympäröivään avaruuteen sovitetussa tapauksessa. Säteilevän tehon ja antenniin syötetyn tehon erotuksena jäljelle jäävä teho muuttuu lämmöksi antennin johtavuus- ja dielektrisyyskäviöinä sekä pinta-aaltokäviöinä. Nämä eri häviömekanismit yhdistämällä päädytään säteilyhyötysuhteen yhtälöön

$$\eta_{rad} = \eta_c \eta_d \eta_{sw}. \quad (2.15)$$

Yhtälössä (2.15)  $\eta_c$  kuvaa johtavuushäviöitä,  $\eta_d$  dielektrisyyskäviöitä ja  $\eta_{sw}$  pinta-aaltokäviöitä antennissa. Piirilevylaminaatin avulla tuetun mikroliuska-antennin säteilyhyötysuhteen kannalta pinta-aaltokäviöiden vaikutus on hyvin vähäinen, sillä piirilevylaminaatin paksuus on pieni aallonpituuteen verrattuna. Säteilyhyötysuhde voidaan laskea myös antennin yksinkertaistetun piirimallin säteilyresistanssista ja häviöresistanssista yhtälön

$$\eta_{rad} = \frac{R_r}{R_r + R_h} \quad (2.16)$$

avulla.  $R_r$  edustaa antennin säteilyresistanssia ja  $R_h$  häviöresistanssia, johon on sisällytetty kaikki antennin epäideaalisuuksista johtuvat häviöt, joista merkittävien on yleensä johtimen pintaresistanssi.

Mikäli mikroliuska-antennin johtimen paksuus on paljon tunkeutumissyvyyttä  $\delta_s$  suurempi, voidaan pintaresistanssi laskea yhtälöstä

$$R_s = \frac{L}{2(w+t)} \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}}, \quad (2.17)$$



jossa  $L$ ,  $w$  ja  $t$  ovat liuskan pituus, leveys ja paksuus ja  $\sigma$  on käytetyn metallin johtavuus [11]. Mikäli  $w \gg t$ , voidaan yhtälö (2.17) yksinkertaistaa muotoon

$$R_s = \frac{L}{2w} \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}}. \quad (2.18)$$

Kuten edellä mainittiin, yhtälöä (2.17) voidaan käyttää ainoastaan silloin, kun tunkeutumisvyvyys

$$\delta_s = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad (2.19)$$

on pieni verrattuna mikroliuskan paksuuteen. Tunkeutumisvyvyyden määritelmän mukaan metalliin tunkeutuva aalto on vaimentunut etäisyydellä  $\delta_s$  johtimen pinnasta  $1/e$  osaan alkuperäisestä [12]. Tällä etäisyydellä aallon amplitudi on siis noin 36,8 % alkuperäisestä ja siihen liittyvä teho noin 13,5 % alkuperäisestä. Esimerkiksi etäisyydellä  $3\delta_s$  johtimen pinnasta teho on enää 0,2 %, joten yhtälön (2.17) voidaan todeta olevan voimassa hyvällä tarkkuudella mikroliuskan paksuuden ollessa  $3\delta_s$  tai suurempi.

Pintaresistanssin todellinen arvo riippuu edellä esitetyn lisäksi johtimen valmistusmenetelmästä sekä FR-4 -piirilevymateriaalin pinnan tasaisuudesta, minkä takia pintaresistanssi on käytännössä suurempi kuin kaavan (2.17) avulla laskettu arvo [5].

Tässä työssä suoritetuissa mittauksissa käytetyn FR-4 -piirilevymateriaalin ominaisuudet on esitetty taulukossa 2.1. Taulukossa esiintyvät permittiivisyyden  $\epsilon_r$  ja häviötangentin  $\tan \delta$  numeeriset arvot on esitetty viitteessä [13]. Taulukossa esiintyvät  $h$ ,  $t$  ja  $\sigma$  ovat piirilevyn paksuus, kuparin paksuus ja kuparin johtavuus. Taulukossa esitetyt luvut ovat tyypillisiä arvoja ja piirilevyn paksuus sekä permittiivisyys vaihtelevat yleensä noin 10 %.

Sijoittamalla taulukossa 2.1 esitetty kuparin johtavuus  $\sigma$ , tyhjiön permeabiliteetti  $\mu_0$  ja toimintataajuus  $\omega \approx 2\pi \cdot 900$  MHz yhtälöön (2.19) saadaan selville, että kuparin tunkeutumisvyvyys  $\delta_s$  käytetyllä taajuusalueella on noin  $2.2 \mu\text{m}$ . Luku on selvästi pienempi kuin taulukossa 2.1 esitetty kuparikerroksen paksuus  $t$ . Piirilevyn kupari on siis käytetyllä taajuusalueella verrattaen paksu johde, joten yhtälö (2.18) on voimassa. Sijoittamalla laskettu tunkeutumisvyvyys edelleen yhtälöön (2.18), saadaan esimerkiksi neljännesaallon mittaisen ja kolmen millimetrin levyisen johtimen pintaresistanssiksi 900 MHz taajuudella  $R_s \approx 110 \text{ m}\Omega$ .

Antennin säteilyhyötysuhteeseen vaikuttaa edellä käsitellyn lisäksi epäsovitus anten-

Taulukko 2.1: FR-4 -piirilevymateriaalin ominaisuudet.

Parametri	Arvo
$\epsilon_r$	4.4
$h$ [mm]	1.5
$t$ [ $\mu$ m]	35
$\sigma$ [S/m]	$5.8 \cdot 10^7$
$\tan \delta$	0.01

nin ja käytettävän siirtolinjan välillä sekä mahdollisen sovituspiirin sisäiset häviöt. Näistä johtuvia häviöitä ei ole huomioitu säteilyhyötysuhteen yhtälössä (2.15), joten niiden vaikutuksen huomioimiseksi on yhtälöön lisättävä kaksi lisäkerrointa  $\eta_m$  ja  $\eta_{tc}$ , joista jälkimmäinen kuvaa sovituspiirin hyötysuhdetta [14] ja ensimmäinen epäsovituksesta aiheutuvaa heijastusvaimennusta. Antennin sovittamista käsitellään tarkemmin kappaleessa 2.5.

## 2.5 Impedanssin sovittaminen

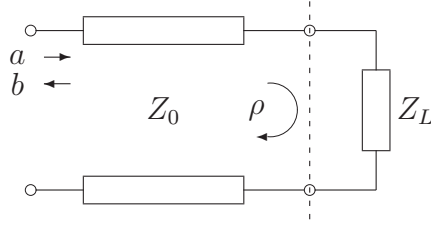
Radiotaajuisten signaalien aallonpituus on useissa sovelluksissa samassa suuruusluokassa piirilevyn mittojen kanssa tai jopa huomattavasti pienempi. Kun aallonpituus on pieni, on piirilevyn johtimessa etenevän signaalin hetkellinen jännite paikan funktio. Signaali etenee pitkin siirtolinjaa, jonka ominaisuudet määräävät tarkan etenemisnopeuden. Nopeus määräytyy yhtälöstä [15]

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{ref}}}, \quad (2.20)$$

jossa  $c$  on valon nopeus tyhjiössä ja  $\epsilon_{ref} \geq 1$  on siirtolinjalle ominainen efektiivinen permittiivisyys. Signaalin rajallisesta etenemisnopeudesta johtuen johtimen eri osien välillä on mitattavissa oleva signaalin vaihe-ero. Mikäli johtimen pituus on yli  $\lambda/20$ , ei johtimen pituuden merkityksen enää voida olettaa olevan vähäinen piirin toiminnan kannalta.

Johtimia käsitellään siirtolinjoina, joille on määritelty johtimen ominaisuuksista riippuva ominaisimpedanssi  $Z_0$ . Ominaisimpedanssi määrää johtimessa etenevän jännitteen ja virran välisen riippuvuuden yleisesti tunnetun Ohmin lain

$$Z_0 = \frac{U}{I} \quad (2.21)$$



Kuva 2.4: Siirtolinjan ja kuorman välinen heijastuskerroin.

mukaisesti, jossa  $U$  ja  $I$  ovat kompleksinen jännite ja virta.

Mikäli siirtolinjan päässä kuormana olevaa antennia ei ole sovitettu siirtolinjaan, syntyy antennin syöttöpistessä kuvan 2.4 mukainen heijastus, jonka takia osa etenevästä tehosta ei etene antenniin asti vaan heijastuu ja palaa takaisin tulosuuntaansa. Jäljelle jäävä osa tehosta läpäisee epäjatkuvuuskohdan. Tämän epäsovituksen takia järjestelmän kokonaishyötysuhde heikkenee. Heijastuvan osan suuruutta kuvataan heijastuskertoimen  $\rho$  avulla, jonka yhtälö on [5]

$$\rho = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}. \quad (2.22)$$

Yhtälössä (2.22) esiintyvä kuormaimpedanssi  $Z_L$  on tässä tapauksessa sama kuin antennin syöttöimpedanssi  $Z_a$ . Heijastuskerroin  $\rho$  määrittää kuvassa 2.4 näkyvien palaavan ja etenevän aallon amplitudien suhteen  $b/a$ . Sovitetussa tapauksessa  $Z_L = Z_0$  palaavan aallon amplitudi ja heijastuskerroin on nolla. Suurin epäsovitus syntyy, kun syöttöjohto on päätetty joko avoimella ( $Z_L = \infty$ ) tai oikosuljetulla ( $Z_L = 0$ ) päätteellä. Tällöin palaavan aallon amplitudi on yhtä suuri kuin etenevän aallon amplitudi ja heijastuskerroin saa arvon  $|\rho| = 1$ .

Impedanssisovituksen hyvyys ilmoitetaan usein desibeleinä paluuvaimennuksen  $L_{retn}$  avulla, jonka yhtälö on [5]

$$L_{retn} = -10 \log |\rho|^2. \quad (2.23)$$

Yhtälön (2.23) mukaan paluuvaimennus ilmoittaa heijastuskertoimen suuruuden logaritmisella asteikolla.

Mikäli antennin impedanssi ei ole sovitettu käytettävään siirtolinjaan, voidaan syntyvästä epäsovituksesta aiheutuva hyötysuhteen lasku huomioda lisäämällä yhtälöön (2.15) lisäkerroin  $\eta_m$ , joka saadaan laskettua yhtälöstä [16]

$$\eta_m = 1 - |\rho|^2. \quad (2.24)$$

Epäsovituksen aiheuttaman signaalin vaimenemista kuvataan heijastusvaimennuksen  $L_{refl}$  avulla, joka määrittää etenevän tehon heijastuksesta aiheutuvan vaimennuksen desibeleissä mitattuna. Heijastusvaimennus lasketaan hyötysuhteen  $\eta_m$  avulla yhtälöstä [5]

$$L_{refl} = -10 \log \eta_m. \quad (2.25)$$

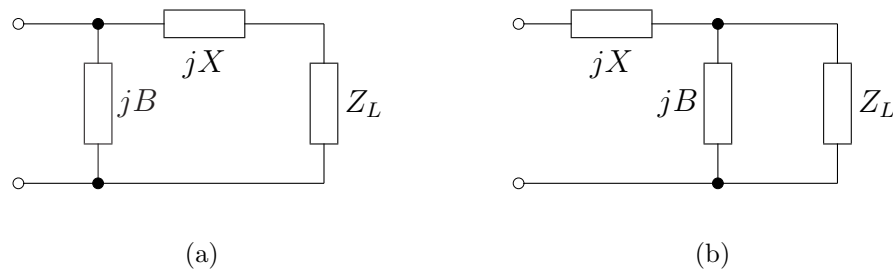
Antennin syöttöimpedanssin  $Z_L$  taajuusriippuvuuden takia antennin ja siirtolinjan välistä sovitusta ei ole mahdollista optimoida kaikilla taajuuksilla. Impedanssin  $Z_L$  reaktiivinen osa on tyypillisesti antennin keskitaajuudella pieni ja sen itseisarvo alkaa kasvaa siirryttäessä sivuun tältä taajuudelta. Tästä johtuen heijastuskertoimen itseisarvo  $|\rho|$  kasvaa, mikä tarkoittaa, että yhä suurempi osa syötetystä tehosta heijastuu antennin rajapinnasta takaisin tulosuuntaansa pienentäen paluuvaimennusta  $L_{retn}$ . Vastaavasti heijastusvaimennus  $L_{refl}$  kasvaa, kun pienempi osa saatavilla olevasta tehosta etenee epäjatkuvuuskohdan läpi kuormana olevaan antenniin.

Koska hyvä sovitusta on ensiarvoisen tärkeää antennin toiminnan kannalta, on heijastuskertoimelle määriteltävä raja, jonka alapuolella sovituksen todetaan olevan riittävän hyvä. Tässä työssä suunnitellussa tuotteessa heijastuskertoimen raja-arvoksi oli määritelty  $|\rho|^2 = 0.1$  eli heijastuneen tehon ja syötetyn tehon suhde sai olla korkeintaan -10 dB. Kaavasta (2.25) saadaan tällöin heijastusvaimennukseksi noin 0.46 dB. Niitä taajuusalueen pisteitä  $f_L$  ja  $f_U$ , joissa heijastuskerroin saavuttaa määritellyn tason, pidetään antennin toimintakaistan reunapisteinä, jotka määrittävät antennin kaistanleveyden. Antennille voidaan määrittää suhteellinen kaistanleveys  $B_0$ , jonka yhtälö on

$$B_0 = \frac{f_U - f_L}{f_0}. \quad (2.26)$$

Yhtälössä (2.26)  $f_U$  ja  $f_L$  ovat taajuusalueen ylä- ja alarajapisteet, joissa heijastuskertoimen arvo on -10 dB. Jakajassa esiintyvä  $f_0$  on antennin keskitaajuus.

Edellä esitetyn perusteella havaitaan, että mahdollisimman suuren tehon syöttämiseksi antenniin on tärkeää, että antennin ja sitä syöttävän lähtetimen impedanssit on sovitettu toisiinsa mahdollisimman hyvin. Tässä työssä suunniteltava antenni tullaan liittämään Radiocrafts:n valmistamaan lähetinvastaanotinmoduliin, jonka antenniliittimen ominaisimpedanssin ilmoitetaan olevan  $50 \Omega$  [17]. Paras heijastusvaimennus saavutetaan siten antennin sisäänmenoimpedanssin ollessa  $50 \Omega$  toimintataajuudella. Yksinkertaisen päästään syötetyn monopolin säteilyresistanssi on kuitenkin normaalisti huomattavasti alle  $50 \Omega$ , joten epäsovituksesta johtuvien heijastusten minimoimiseksi tarvitaan erillinen sovituspiiri.



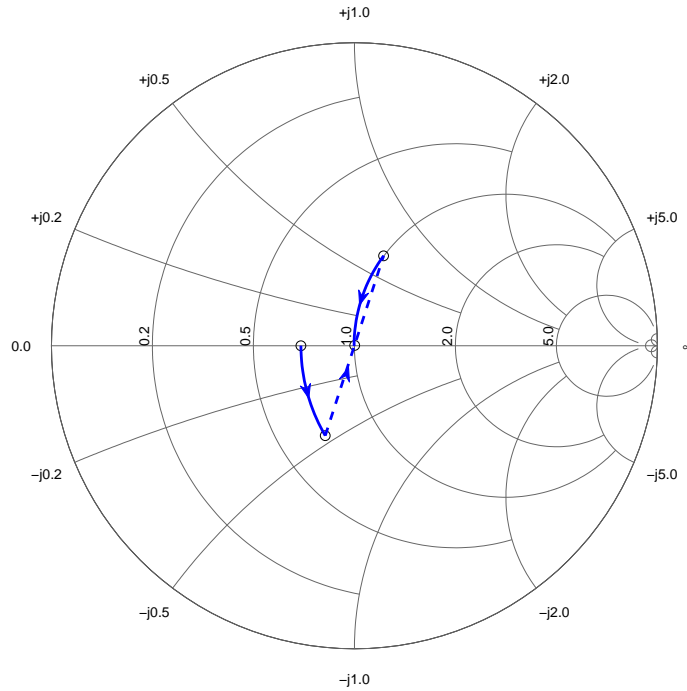
Kuva 2.5: Reaktiivisen sovituspiirin sijaiskytkentä.

Yksi yleisimmistä tavoista toteuttaa sovituspiiri on käyttää passiivisia reaktiivisia piirielementtejä. Sovitus saadaan aikaiseksi kytkemällä sovituselementtejä rinnan ja sarjaan sovitettavan kuorman kanssa. Jo kahdella reaktiivisella elementillä tai yhdellä reaktiivisella elementillä ja siirtolinjalla voidaan sovittaa mikä tahansa kuorma haluttuun impedanssiin [5].

Kahden reaktiivisen elementin muodostaman sovituspiirin sijaiskytkennät on esitetty kuvassa 2.5. Esitetyissä sijaiskytkennöissä  $Z_L$  on sovitettavan kuorman impedanssi,  $jX$  on sarjaelementin reaktanssi ja  $jB$  on rinnakkaiselementin susceptanssi. Kukin elementti on joko kapasitiivinen tai induktiivinen.

Kuvassa 2.6 on esitetty Smithin kartalla, kuinka kuorman impedanssia voidaan kasvattaa sovituspiirin avulla käyttämällä sovituksessa joko keskitettyjä tai jakautuneita reaktiivisia elementtejä. Esitetyssä tapauksessa kuorman sovittamiseen on käytetty kuvan 2.5(a) mukaista kytkentää. Esimerkin tapauksessa kuorman kanssa sarjaan kytketään kondensaattori, jonka arvo valitaan siten, että sarjaankytkennän admittanssin  $Y$  reaali osa saadaan vastaamaan haluttua ominaisadmittanssia  $Y_0 = 1/Z_0$ . Sarjaankytkennän kapasitiivinen reaktanssi saadaan kompensoitua valitsemalla sarjaankytkennän rinnalle kela, jonka induktiivinen reaktanssi kumoaa kondensaattorin kapasitiivisen reaktanssin toimintataajuudella.

Sovittaminen on mahdollista toteuttaa esimerkiksi käyttäen erillistä keskitetyistä tai jakautuneista elementeistä muodostuvaa sovituspiiriä. Jakautuneiden piirielementtien koko on suoraan verrannollinen toimintataajuuden aallonpituuteen ja esimerkiksi sovittamiseen käytettävät neljännesaaltomuuntajat tarvitsevat nimensä mukaisesti tilaa aallonpituuden neljäsosan verran. Käytetyllä taajuualueella jakautuneista elementeistä muodostuva sovituspiiri tarvitsee tästä johtuen paljon tilaa piirilevyllä, mikä helposti tekee muun elektroniikan sovittamisesta samalle piirilevyllä hankalaa. Lisäksi on otettava huomioon, että FR-4 -piirilevy materiaalia ei ole tarkoitettu jakautuneiden elementtien toteutukseen, joten valmistustoleranssit voivat vaikuttaa



Kuva 2.6: Sovittaminen reaktiivisilla elementeillä.

sovituspierin toimintaan merkittävästi.

Keskitettyjen piirielementtien hyvänä puolena voidaan mainita niiden pieni tilantarve, mutta kuten edellä myös tässä tapauksessa sovituspierin komponenttien toleranssit vaikuttavat sovitukseen. Jotta ylimääräisiltä tehohäviöiltä välttyttäisiin, on sovituksessa käytettyjen komponenttien hyvyysluvun oltava suuri. Komponenteissa esiintyy myös parasiittisia ilmiöitä, kuten rinnakkaiskapasitanssia pintaliitoskelan induktanssin rinnalla ja sarjainduktanssia kondensaattorin johtimissa [14]. Tarpeeksi suurilla taajuuksilla parasiittiset ilmiöt voivat kasvaa merkittäviksi, jolloin komponentit muuttuvat resonanssipiireiksi ja menettävät käyttötarkoituksensa. Tästä johtuen on käytettävä laadukkaampia erityisesti tälle taajuusalueelle tarkoitettuja komponentteja, jotka ovat yleensä myös kalliimpia.

### 2.5.1 Antennin sovittaminen syöttöpisteen paikkaa muuttamalla

Mikäli ulkoista sovituspieriä ei haluta käyttää, voidaan monopolin syöttöimpedanssi sovittaa käytettävään siirtolinjaan yhdistämällä monopoli suoraan maatasoon ja

kytkemällä erillinen syöttöjohdin sopivaan kohtaan monopolia. Sovittaminen tapahtuu tällöin säteilevässä elementissä itsessään. Haluttu sovitus saavutetaan muuttamalla monopolin pituutta ja syöttöpisteen paikkaa monopolin langalla.

Menetelmän hyvänä puolena on se, että oikosuljettu antennin haara maadoittaa antennin tasavirralla ja pienillä taajuuksilla, jolloin antenni ja siihen kytketyn vastaanottimen herkkä elektroniikka ei voi jäädä kellumaan määrittelemättömään potentiaaliin. Topologia tarjoaa näin hyvän suojan esimerkiksi staattisen varauksen aiheuttamia vaurioita vastaan, joita voi esiintyä erityisesti laitteen asennusvaiheessa.

Tässä työssä antennin käyttämä tila haluttiin pitää mahdollisimman pienenä. Antenniyksilöiden tasalaatuisuus sekä hinta olivat tärkeitä tekijöitä valmistettavuuden kannalta, joten antennin sovittaminen päätettiin toteuttaa syöttöpisteen paikkaa muuttamalla.

## 2.6 Fysikaaliset rajoitukset suunnittelussa

Suunniteltaessa piirilevylle integroitavaa antennia, pyritään antennin tarvitsema tila luonnollisesti minimoimaan. Antennin toiminnan kannalta on toivottavaa, että hyötysuhde on mahdollisimman hyvä. Virittämisen helpottamiseksi ja valmistustoleranssien sekä ympäristön vaikutuksen minimoimiseksi on puolestaan toivottavaa, että kaistanleveys on mahdollisimman suuri. Näiden kolmen ominaisuuden on kuitenkin todettu olevan riippuvaisia toisistaan siten, että yhden ominaisuuden parantaminen vaikuttaa heikentävästi muihin ominaisuuksiin [18].

Chu [19] on käsitellyt antennin säteilymekanismia olettaen, että antennin säteilykenttä voidaan ilmaista ortogonaalisten etenevien palloaaltojen (spherical wave) summana. Antennin oletetaan olevan pienimmän mahdollisen antennin kokonaan sisäänsä sulkevan pallon sisällä. Antennin pallon ulkopuolelle synnyttämien kenttien ajatellaan muodostuvan useiden erillisten palloaaltojen painotettuna summana ja kuhunkin palloaaltoon liittyvän energian oletetaan olevan riippumaton muista palloaalloista. Yksittäisen palloaallon hyvyysluku saadaan yhtälöstä

$$Q_n = \frac{2\omega W_n}{P_n}, \quad (2.27)$$

jossa alaindeksi  $n$  on palloaallon indeksi,  $\omega$  on kulmataajuus,  $W_n$  on keskimääräinen aallon varastoima energia kuvitellun antennin sisäänsä sulkevan pallopinnan ulko-

puolella, ja  $P_n$  on keskimääräinen palloaallon säteilyteho. Yhtälössä (2.27) oletetaan kaiken varastoituneen energian olevan suljetun pallopinnan ulkopuolella. Käytännössä varastoitunutta energiaa on kuitenkin myös pallopinnan sisäpuolella, joten yhtälön avulla laskettu palloaaltoon liittyvän hyvyysluvun arvo on teoreettinen minimi jota ei käytännössä ole mahdollista saavuttaa [19], [20].

Mikäli antennin kokoa pienennetään, antennin synnyttämien palloaaltojen määrä vähenee kunnes antennin koko suhteessa aallonpituuteen on hyvin pieni. Tällöin antenni ei kykene herättämään enää ainoatakaan etenevää palloaaltoa ja kaikki palloaallot ovat häviäviä (evanescent). Tämä tarkoittaa, että niihin liittyvän säteilytehon  $P_n$  määrä on hyvin pieni, ja yksittäisten palloaaltotermien hyvyysluvut  $Q_n$  kasvavat nopeasti, mikä voidaan havaita yhtälöstä (2.27).

Hansen [18] on johtanut yhtälön tapaukselle, jossa antenni herättää ainoastaan yhden etenevän palloaallon. Tässä tapauksessa  $kr < 1$  ja antennin hyvyysluku saadaan yhtälöstä

$$Q = \frac{1 + 3k^2r^2}{k^3r^3(1 + k^2r^2)}, \quad (2.28)$$

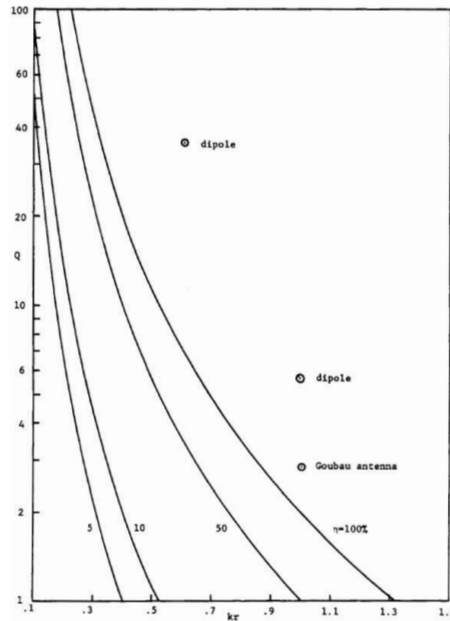
jossa  $k$  on aaltoluku ja  $r$  on antennin sisäänsä sulkevan pallon säde. Kun  $kr \ll 1$ , yhtään etenevää palloaaltoa ei ole olemassa, ja yhtälö (2.28) yksinkertaistuu muotoon [18]

$$Q \approx \frac{1}{k^3r^3}. \quad (2.29)$$

Yhtälöstä (2.29) on helposti nähtävissä, että hyvyysluku  $Q$  on kääntäen verrannollinen pienimmän antennin tiukasti sisäänsä sulkevan pallopinnan säteen kuutioon. Koska hyvyysluku on kytköksissä antennin kaistanleveyteen, tarkoittaa tämä, että antennin pienentäminen vähentää saavutettavaa kaistanleveyttä.

Kuvassa 2.7 on esitetty teoreettinen raja, jota hyvyysluku  $Q$  ei voi alittaa, kun antennin hyötysuhde  $\eta_{rad}$  ja sähköinen pituus  $kr$  tunnetaan. Kuvasta voidaan havaita hyvyysluvun kasvavan nopeasti, kun hyötysuhde pidetään vakiona ja antennin kokoa pienennetään. Lisäksi havaitaan, kuinka dipoliantennin koon pienentäminen kasvattaa selvästi antennin hyvyyslukua. Koska hyvyysluku on kääntäen verrannollinen kaistanleveyteen [19], pienenee antennin kaistanleveys nopeasti sen kokoa pienennettäessä. Antennin hyötysuhdetta pienentämällä on mahdollista saavuttaa pienempi hyvyysluku ja siten suurempi kaistanleveys. Ratkaisun ongelmana on se, että pienempi osa antennin vastaanottamasta tehosta etenee radiovastaanottimelle saakka. Vastaavasti lähetyksessä säteilyteho pienenee. Osa energiasta muuttuu lämmöksi antennissa.





Kuva 2.7: Teoreettinen alaraja antennin hyvyysluvulle antennin sähköisen koon  $kr$  ja hyötysuhteen  $\eta$  funktiona [19].

Hyvyysluvun teoreettisen minimin saavuttamiseksi antennin tulisi käyttää mahdollisimman tehokkaasti hyväkseen sen pallon tilavuus, jonka sisälle antennin ajatellaan olevan suljettu. Ideaalisessa tapauksessa pallopinnan sisälle ei varastoidu lainkaan energiaa, sillä yhtälössä (2.27) oletetaan kaiken antennirakenteen varastoiman energian  $W_n$  olevan suljetun pallopinnan ulkopuolella. Esimerkiksi dipoliantennin tapauksessa tämä ehto täyttyy huonosti, sillä dipoli on käytännössä rajoittunut yhteen ulottuvuuteen [19].

Sähköisesti lyhyiden antennien säteilyresistanssi on tyypillisesti hyvin pieni. Esimerkiksi pienen lankadipolin säteilyresistanssi voidaan laskea yhtälöstä [1]

$$R_r = 20\pi^2 \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 \Omega. \quad (2.30)$$

Sijoittamalla yhtälöön (2.30) langan pituudeksi esimerkiksi  $L = \lambda/50$  saadaan säteilyresistanssiksi noin  $79 \text{ m}\Omega$ . Antennin johdinhäviöt voivat helposti olla samaa luokkaa, jolloin antennin hyötysuhde ja säteilyteho laskevat johdinhäviöiden takia. Häviöiden vaikutusta antennin hyötysuhteeseen tarkasteltiin aiemmin kappaleessa 2.4.

Käytettävä valmistustekniikka asettaa omat rajoituksensa antennin suunnittelulle. FR-4 piirilevyateriaa ei varsinaisesti ole tarkoitettu korkeataajuuksien signaalien

siirtotieksi, mistä johtuen sen käyttö rajoittuu sovelluksiin, joissa taajuus on korkeintaan muutamia gigahertsejä. Materiaalin käyttökelpoisuutta rajoittavat sille asetetut valmistustoleranssit, jotka ovat radiotekniikan kannalta varsin laajat. Näin ollen FR-4 eroaa esimerkiksi aluminasubstraatista, joka on tarkoitettu jakautuneiden piirilementtien toteuttamiseen ja jonka ominaisuudet tunnetaan hyvin.

Taulukossa 2.1 on esitetty ne piirilevymateriaalin ominaisuudet, joita on käytetty suunnitteluparametreina tässä työssä. Käytetyssä piirilevymateriaalissa on yhteensä neljä johdinkerrosta, joiden kunkin välissä on eristävä laminaattikerros. Piirilevyn paksuus  $h$  muodostuu laminaattikerrosten paksuuksien sekä upotettujen kuparikerrosten paksuuksien  $t$  summana. Kahden keskimmäisen johdinkerroksen välisen laminaatin paksuus on  $(0.60 \pm 0.05)$  mm ja ulompien kerrosten välisen laminaatin paksuus  $(380 \pm 15)$   $\mu\text{m}$ . Piirilevyn kokonaispaksuuden toleransseihin vaikuttavat siis kunkin laminaattikerroksen paksuus ja mahdolliset upotetut johdinkerrokset tai niiden puuttuminen.

Laminaatin permittiivisyydelle ei ole määritelty tarkkaa arvoa, vaan sen arvo vaihtelee eri valmistajien mukaan. Permittiivisyys muuttuu lisäksi taajuuden funktiona. Tässä työssä käytetyn laminaatin suhteellisen permittiivisyyden nimellinen arvo oli yhden megahertsin taajuudella 4.5 – 4.7 ja gigahertsin noin 4.4.

Antennin syöttöpisteeseen kytkettävän siirtolinjan suunnittelussa on edellisten epävarmuuksien lisäksi otettava huomioon myös kuparijohtimen leveydelle asetetut toleranssit. Johtimen reunan paikka saa tyypillisesti vaihdella kuparikerroksen paksuuden verran. Näin ollen tässä työssä reunan paikan epävarmuus on 35  $\mu\text{m}$ , minkä vuoksi johtimen leveyden toleranssi on 70  $\mu\text{m}$ . Johtimen leveyden toleranssit on otettava huomioon varsinkin siirtolinjojen suunnittelussa, sillä leveys vaikuttaa siirtolinjan ominaisimpedanssiin.

## 2.7 Antennityyppien ominaisuuksien tarkastelua

Antenneja on kehitetty erilaisiin sovelluksiin suuri määrä. Tämän työn kohdesovelluksessa antenni haluttiin sijoittaa piirilevylle, mistä johtuen antennin toteutus oli käytännössä rajoitettu kahteen ulottuvuuteen. Lisäksi käytettävissä oleva tila on rajallinen, mistä johtuen antennin käyttämä pinta-ala pyritään luonnollisesti minimoimaan. Tilankäytön asettamien rajoitusten takia tarkastelussa keskitytään tutkimaan erilaisia lanka-antenneja, jotka tyypillisesti ovat hyvin ohuita.

Koska käytettävissä oleva tila on varsin rajallinen, on luonnollisesti houkuttelevaa pyrkiä tekemään antennista erittäin pieni. Aiemmin käsitellyn perusteella huomataan kuitenkin, että näin toimittaessa tulee vastaan useita ongelmia. Pienen antennin säteilyresistanssi saattaa olla vain milliohmien luokkaa, mikä aiheuttaa suuria ongelmia antennin impedanssin sovituksessa. Tämä puolestaan tarkoittaa sitä, että antenniin on vaikea syöttää tehoa ilman että suurin osa siitä heijastuisi takaisin. Koska pienen antennin säteilyresistanssi on hyvin pieni, muodostuu myös sen häviöresistanssi merkittäväksi. Häviöresistanssin suuruus saattaa helposti olla samaa kertaluokkaa säteilyresistanssin kanssa, jolloin antennin säteilyhyötysuhde laskee merkittävästi heikentäen edelleen antennin suorituskykyä. Lisäksi pienen antennin virittäminen halutulle taajuudelle voi olla vaikeaa, sillä antennin kaistanleveyden todettiin olevan kääntäen verrannollinen antennin kokoon.

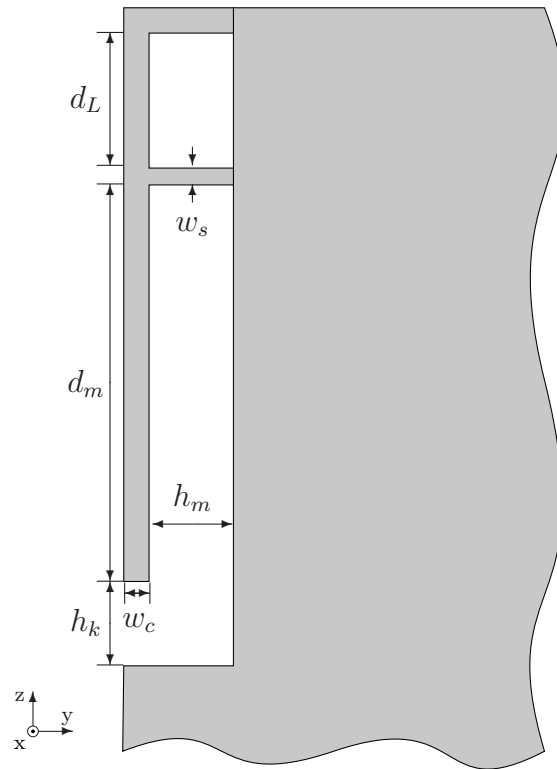
Tutkittaviksi rakenteiksi valittiin invertoitu F-antenni ja meander-antenni, jotka ovat neljännesaallon antennejä. Lisäksi tarkasteltiin pientä silmukka-antennia, joka vaikutti houkuttelevalta vaihtoehdolta edellisiä pienemmän kokonsa ansiosta.

### 2.7.1 Invertoitu F-antenni

Invertoitu F-antenni on muunnelma neljännesaallon monopoliantennista. Piirilevyn tilan säästämiseksi monopoli on taitettu läheltä tyveään suoraan kulmaan siten, että antenni on maatasen suuntainen. Antenni on päästään maadoitettu, ja antennia syötetään erillisellä syöttöjohdolla, joka muodostaa F-kirjaimen toisen sakaran. Invertoidun F-antennin geometriaa on havainnollistettu kuvassa 2.8. Antennityyppiä käytetään esimerkiksi matkapuhelimien 2.4 GHz taajuusalueella toimivissa Bluetooth ja WLAN sovelluksissa sekä tietokoneiden PCMCIA-laajennuskorteissa [21], [22].

Tavallisen monopoliantennin tapaan myös invertoitu F-antenni tarvitsee toimiakseen maatasen. Tutkimusten mukaan maatasen koko vaikuttaa sekä antennin viritykseen, että sen suuntakuvioon. Jos maatasen koko on huomattavasti alle  $\lambda/4$ , saattaa antennin impedanssin sovittaminen olla vaikeaa ja antennin säteilyhyötysuhde voi jäädä heikoksi [21]. Tämä on ymmärrettävää, sillä monopoliantennin toiminnan edellytyksenä on, että antennilla on kunnollinen maataso. Lisäksi on havaittu, että mikäli maatasen koko on paljon aallonpituuden neljäsosaa suurempi, syntyy antennin suuntakuvioon suuren maatasen vaikutuksesta ylimääräisiä nollakohtia [21].

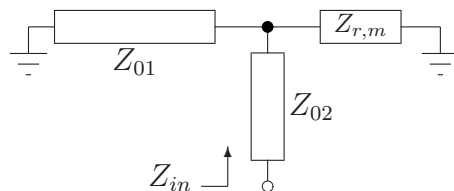
Kuvassa 2.8 on esitetty invertoidun F-antennin virityksen kannalta keskeiset para-



Kuva 2.8: Invertoitu F-antenni.

metrit, jotka ovat säteilevän elementin pituus  $d_m$ , syöttöpisteen etäisyys antennin juuresta  $d_L$ , antennin etäisyys  $h_m$  sekä sen kärjen etäisyys  $h_k$  maatasosta. Antennin ja maatasen välillä on kapasitiivinen kytkentä, joten valitut etäisyydet  $h_m$  ja  $h_k$  vaikuttavat antennin suorituskykyyn. Etäisyydet voidaan valita sovelluksen mukaan ottaen huomioon, että suurentamalla maatasen ja antennin välistä etäisyyttä kasvaa myös antennin käyttämä piirilevyn pinta-ala. Etäisyyksiä pienentämällä saadaan tilankäyttöä rajoitettua, mutta samalla kapasitiivinen kytkentä antennin avoimen haaran ja maatasoon välillä voimistuu. Suurempi osa antenniin syötetystä energiasta jää tällöin antennin ja maatasen väliseen sähkökenttään, jolloin etenevän tehon määrä suhteessa antennin reaktiiviseen lähikenttään varastoituneeseen energiaan vähenee pienentäen antennin kaistanleveyttä.

Kuvaan 2.8 on merkitty myös syöttöjohtimen leveys  $w_s$  ja antennin johtimen leveys  $w_c$ . Antennin johtimen leveys vaikuttaa antennin avoimen haaran päässä näkyvään reaktanssiin samalla tavoin kuin langan paksuus vaikuttaa pyöreän lankamonopolin reaktanssiin. Litteän johtimen impedanssi voidaan määrittää samalla lailla kuin pyöreän johtimen tapauksessa. Impedanssin määrittämiseksi yhtälössä (2.12b) esiintyvä langan säde  $a$  korvataan tällöin litteän johtimen leveyden neljäsosalla [23]. Johtimen



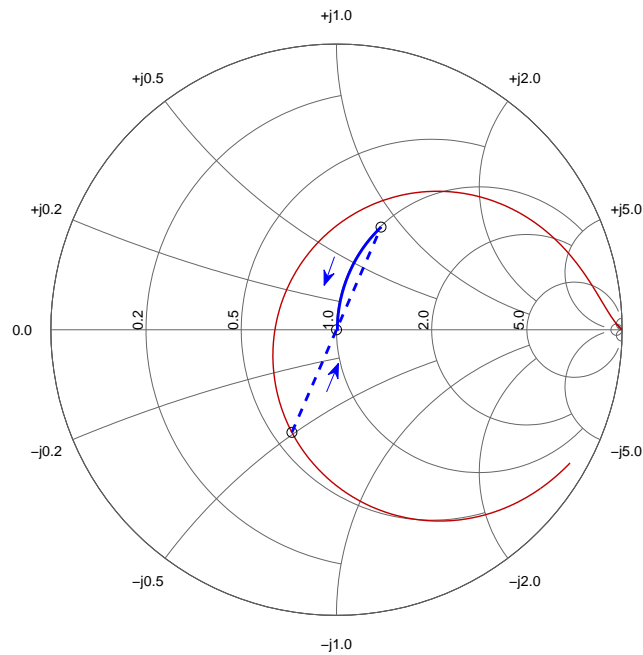
Kuva 2.9: Invertoidun F-antennin yksinkertaistettu sijaiskytkentä.

leventäminen kasvattaa monopolin reaktanssia  $X_a$  hieman, mutta resistanssiin  $R_a$  paksuus ei yhtälön (2.12a) mukaan vaikuta. Leveän monopolin pituus  $d_m$  ja säteilyresistanssi  $R_a$  ovat tämän vuoksi resonanssitaajuudella  $X_a = 0 \Omega$  hieman pienemmät kuin ohuemmalla johtimella.

Tässä työssä antennin suunnittelun apuna käytettävä antennin yksinkertaistettu piirimalli on esitetty kuvassa 2.9. Käytetyssä mallissa invertoidun F-antennin ajattelaan muodostuvan kolmesta erillisestä osasta, jotka vastaavat kuvan 2.8 antennin kolmea eri haaraa. Antennin syöttöpisteeseen on liitetty ensimmäisen osan muodostava siirtolinja, jonka ominaisimpedanssi on  $Z_{02}$ . Tämän rinnalle on kytketty toinen siirtolinja, jonka ominaisimpedanssi on  $Z_{01}$ . Tämän siirtolinjan toinen pää on kytketty piirilevyn maatasoon. Näiden siirtolinjojen oletetaan olevan häviöttömiä eli ne eivät säteile energiaa ympäröivään avaruuteen. Solmupisteestä lähtevän kolmannen osan ajatellaan tässä mallissa muodostavan varsinaisen säteilevän monopolin, jonka impedanssia  $Z_{r,m}$  on sijaiskytkennässä kuvattu keskitetyllä piirielementillä.

Planaarisen monopoliantennin impedanssi määräytyy samoin kuin saman pituisen ilmaeristeisen lanka-antennin. Lanka-antennin pinnalla on ohut lankaa kuormittava eristekerros, jonka vaikutuksesta langan sähköinen pituus kasvaa [23]. Planaarisen antennin tapauksessa tämä eristekerros vastaa piirilevyn laminaattia. Invertoidun F-antennin tapauksessa lisäkuormitusta aiheuttaa myös säteilevän osan läheisyydessä oleva piirilevyn maataso, joka kuormittaa antennia kapasitiivisesti.

Edellä esitetyn perusteella antennin säteilevän osan impedanssin  $Z_{r,m}$  arvioidaan tässä yksinkertaisessa tarkastelussa käyttäytyvän samoin kuin monopolin impedanssin, joka johdettiin aiemmin kappaleessa 2.2.1. Johtimen impedanssin tulee kuitenkin olla hieman kapasitiivinen, jotta lopullinen syöttöimpedanssi saataisiin antennin keskitaajuudella sovitettua 50 ohmiin sovituspiirinä toimivien siirtolinjojen avulla. Tämän vuoksi säteilevä elementti tulee tehdä hieman neljännesaallonpituutta lyhyemmäksi. Sovitusmenetelmän ideaa on selvennetty kuvassa 2.10. Invertoidun F-antennin avoimen haaran impedanssi piirtää kuvassa ympyrän Smithin kartalla. Haluttu resonanssitaajuus on merkitty avoimen haaran muodostaman monopolin im-



Kuva 2.10: Invertoidun F-antennin impedanssin sovittaminen.

pedanssikäyrälle ympyrällä, jonka kohdalla impedanssin reaktiivinen osa on negatiivinen. Impedanssi on peilattu Smithin kartan keskipisteen suhteen, jolloin on saatu selville impedanssia vastaava admittanssi. Kun admittanssiin summataan antennin oikosuljetun haaran susceptanssi ja tuloksesta otetaan käänteisluku, saadaan selville rakenteen impedanssi. On huomattava, että vaikka yksinkertaisessa piirimallissa siirtolinjojen oletetaan olevan ideaalisia, niin käytännössä nekin säteilevät energiaa ympäristöönsä, mikä vaikuttaa osaltaan antennin impedanssiin  $Z_a$  ja säteilykuvioon.

Antennin tarkka analyysi on mahdollista suorittaa siirtojohtoteorian avulla. Piirilevyllä integroidun monopolin impedanssi voidaan ratkaista, kun monopolin oletetaan käyttäytyvän samoin kuin häviöllinen siirtolinja, jossa monopolin säteily aiheuttaa siirtojohtoon häviöt [8]. Menetelmä pohjautuu lineaarisen rakoantennin impedanssin laskentaan, joka on duaalinen tapaus mikroliuska-antennin impedanssin laskennalle [24]. Invertoidun F-antennin tapauksessa analyysi muodostuu kuitenkin monimutkaiseksi piirilevyn maatasen äärellisestä koosta sekä säteilevän osan ja maatasen välisestä kytkennästä johtuen.

Käytännön suunnittelussa käytettiin analyysin helpottamiseksi apuna simulaatio-ohjelmaa, jolloin raskaiden yhtälöiden ratkaiseminen jää tietokoneen tehtäväksi. Suunnittelun lähtökohtana voidaan pitää tietoa siitä, että neljännesaallon mono-

polin impedanssi on noin 37 ohmia. Kuten kuvasta 2.3 nähdään, impedanssin resitiivinen osa pienenee monopolin pituutta lyhennettäessä. Reaktiivinen osa puolestaan muuttuu negatiiviseksi eli lyhyt monopoliantenni on kapasitiivinen. Avoimen haaran pituudeksi  $d_m$  määrätään aallonpituuden neljäsosa, jonka tiedetään olevan hieman liian pitkä. Oikosuljetun haaran kokonaispituudeksi määrätään noin aallonpituuden kahdeksasosa, minkä seurauksena parametrin  $d_L$  lähtöarvoksi saadaan  $d_L = (\lambda/8) - h_m$ .

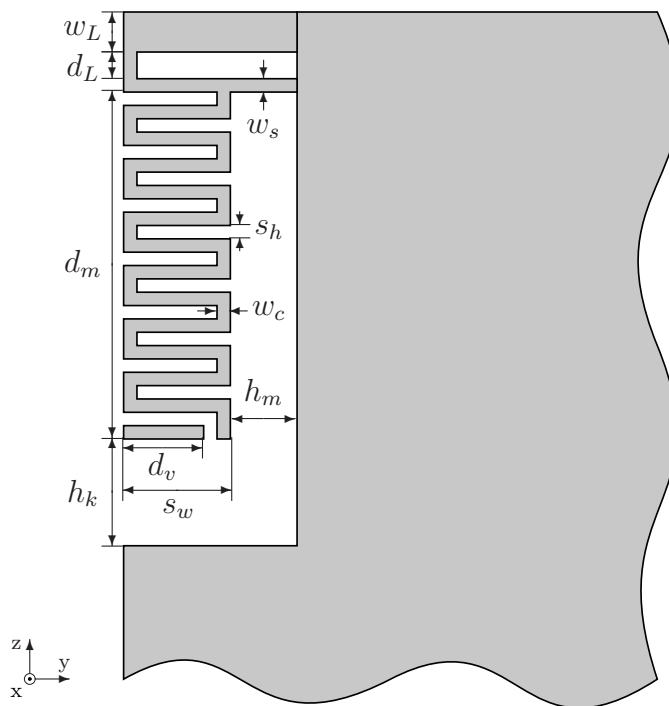
Simulaation tuloksena saadaan selville antennin impedanssi taajuuden funktiona, joka muodostaa Smithin kartalla ympyrän. Tulosten perusteella antennin neljännesaallon pituista avointa haaraa lähdetään lyhentämään, mikä kasvattaa avoimen osan päästä näkyvän impedanssin reaktiivista osaa negatiiviseen suuntaan. Samalla myös avoimen osan reaalin osa pienenee. Avoimen haaran kapasitiivisen kuormituksen kompensoimiseksi myös antennin oikosuljetun haaran pituus on optimoitava. Sovittaminen haluttuun ominaisimpedanssiin tapahtuu muuttamalla pituuksien  $d_m$  ja  $d_L$  välistä suhdetta. Sovituksen vaikutus impedanssiin on esitetty kuvassa 2.6.

Antennin taajuusalueen valinta kahden lähellä toisiaan olevan taajuusalueen välillä voidaan toteuttaa suunnittelemalla antennin perusrakenne toimimaan ylemmällä 915 MHz taajuusalueella. Antennin kärkeen sijoitetaan erillinen johdinliuska, joka voidaan kytkeä antennin kärkeen piirilevyn ladontavaiheessa nollan ohmin pintaliitosvastuksen avulla. Johdinliuska kasvattaa antennin kapasitiivista kuormitusta laskien resonanssitaajuuden 869 MHz taajuudelle. Tällä menetelmällä ei ole mahdollista saada antennin sovitusta täsmälleen samanlaiseksi kummallakin taajuusalueella, sillä oikosuljetun haaran pituutta tulisi myös hieman muuttaa. Saavutettava tulos on kuitenkin käytännössä täysin tyydyttävä, mikäli taajuudet ovat lähellä toisiaan.

## 2.7.2 Meander-antenni

Meander-antenni on muunnelma kappaleessa 2.7.1 esitetystä invertoidusta F-antennista, jossa antennin avoimeen haaraan on tehty mutkia antennin koon pienentämiseksi. Meander-antennin fyysinen koko saadaan taitosten avulla invertoitua F-antennia pienemmäksi. Tiheän meanderointikuvion takia johtimesta joudutaan tekemään kuitenkin alkuperäistä pitempi, sillä vierekkäisten johtimen taitosten välillä tapahtuu kytketymistä. Antennin fyysisen koon pienenemisen vuoksi sen kaistanleveys kapenee.

Johtimen taitokset vaikuttavat avoimen haaran päässä näkyvään impedanssiin ja



Kuva 2.11: Meander-antenni.

johtimen kokonaispituuteen. Sen sijaan niiden vaikutus antennin säteilykuvioon ei ole kovin suuri. Verrattaessa ilmaeristeistä dipoliantennia ja vastaavaa meanderoitua dipolia, jossa kunkin taitoksen välinen etäisyys on  $0.0133 \lambda$ , huomataan meanderoituneen dipolin säteilyresistanssin olevan 43 ohmia, joka on 41 % pienempi kuin suoran puolen aallon dipolin. Johtimen pituus suoristettuna on puolestaan 40 % suurempi. Antennin päiden välistä etäisyyttä saadaan meanderoinnin ansiosta pienennettyä 30 % [25]. Lyhentämällä antennin pituussuuntaisia osia voidaan antennin päiden välistä etäisyyttä edelleen pienentää, vaikka samalla joudutaankin kasvattamaan johtimen pituutta alkuperäisen resonanssitaajuuden säilyttämiseksi. Antennin päiden välinen etäisyys voidaan parhaimmillaan saada pienennettyä noin puoleen verrattuna taittamattomaan dipoliin [26].

Meander-antennista on kehitetty useita muunnelmia, joissa antennin kokoa on pyritty pienentämään esimerkiksi tekemällä liuskaan epäjatkuvuuskohta liuskan leveyttä muuttamalla, jakamalla antenni kahteen rinnakkaiseen meanderoituun haaraan tai tekemällä liuskasta spiraalin muotoinen. Näitä erilaisia geometrioita on tutkittu viitteessä [27], jossa esitettyjen tulosten perusteella on todettu, että laajakaistaisin ja säteilyhyötysuhteeltaan paras ratkaisu saavutetaan käyttämällä ainoastaan yksinkertaista meanderointia.

Antennin säteily muodostuu pääasiassa avoimen haaran pituussuuntaisista johtimen



osista. Johtimen vierekkäiset poikkisuuntaiset osat sijaitsevat hyvin lähellä toisiaan ja niiden virrat kulkevat vastakkaisiin suuntiin. Yhden poikittaissuuntaisen johtimen osan virtafunktion approksimaationa voidaan käyttää yhtälöä

$$\mathbf{J}(\mathbf{r}) = \mathbf{u}IL\delta(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0), \quad (2.31)$$

jossa  $I$  on johtimessa kulkeva virta,  $L$  on johtimen osan pituus,  $\mathbf{r}_0$  on sen paikka avaruudessa ja  $\delta(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0)$  on deltafunktio. Deltafunktion arvo on ääretön, kun  $\mathbf{r} - \mathbf{r}_0 = 0$ . Muissa tapauksissa sen arvo on nolla. Sijoittamalla kahden vierekkäisen lyhyen dipolin virtafunktiot (2.31) toisiinsa nähden vastakkaisuuksina säteilyvektorin yhtälöön (2.5), saadaan

$$\mathbf{N}(\mathbf{u}_r) = \mathbf{u}IL \int_V e^{jk\mathbf{u}_r \cdot \mathbf{r}'} [\delta(\mathbf{r}' - \mathbf{r}_{0,1}) - \delta(\mathbf{r}' - \mathbf{r}_{0,2})] dV', \quad (2.32)$$

jossa  $\mathbf{r}_{0,1}$  ja  $\mathbf{r}_{0,2}$  ovat vierekkäisten johtimien osien paikat avaruudessa. Mikäli  $|\mathbf{r}_{0,2} - \mathbf{r}_{0,1}|$  on paljon aallonpituutta pienempi, havaitaan yhtälön (2.32) säteilyvektorin arvon lähestyvän nollaa, mikä tarkoittaa, että johtimet kumoavat toistensa säteilyn. Kaukoalueessa meander-antennin poikittaissuuntaisten johtimen osien säteilykentät siis kumoavat toisensa.

Antenni voidaan virittää kahdelle lähellä toisiaan olevalle taajuudelle samaan tapaan, kuin invertoitu F-antenni. Antennilanka mitoitetaan siten, että ilman lisäjohdinta antenni toimii ylemmällä taajuusalueella ja kytkemällä lisäjohdin antennin päähän saadaan se viritettyä alemmalle taajuusalueelle.

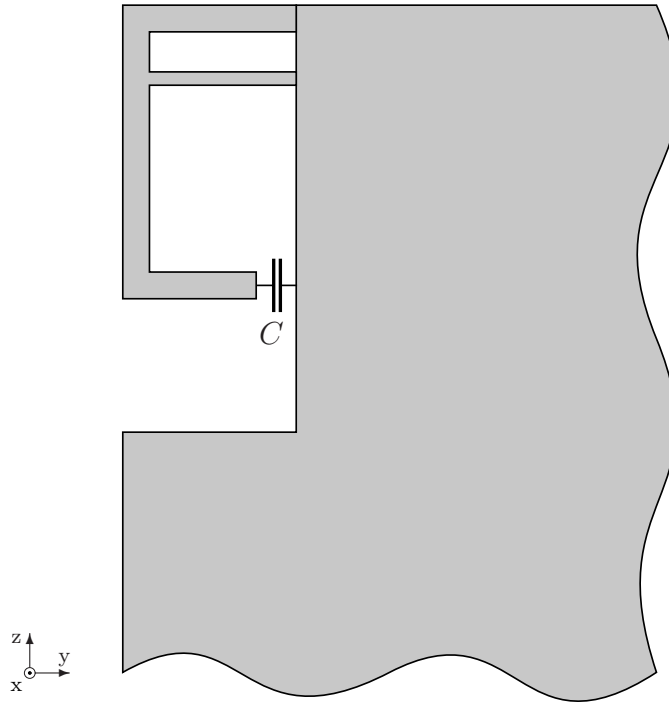
### 2.7.3 Pieni silmukka-antenni

Pieni silmukka-antenni on houkutteleva vaihtoehto edellä esitettyjä rakenteita pienemmän tilantarpeen ansiosta. Antennin koko voidaan päättää periaatteessa täysin vapaasti ja sille on olemassa yksinkertaiset yhtälöt, joiden avulla voidaan määrittää suunnittelun kannalta tärkeimmät parametrit.

Pienen suorakulmion muotoisen silmukka-antennin säteilyresistanssi saadaan yhtälöstä [3]

$$R_r = 320\pi^4 \frac{A^2}{\lambda^4}, \quad (2.33)$$

jossa  $A$  on silmukan ympäröimä pinta-ala. Säteilyresistanssi siis kasvaa suuremmaksi, kun silmukan kokoa kasvatetaan. Tyypillisesti antennin säteilyresistanssi on



Kuva 2.12: Pieni silmukka-antenni.

hyvin pieni. Neliön muotoisen silmukka-antennin sivun pituuden ollessa  $\lambda/20$  saadaan säteilyresistanssiksi  $195 \text{ m}\Omega$ . Säteilyresistanssin ollessa hyvin pieni johdinhäviöt saattavat laskea säteilyhyötysuhdetta huomattavasti. Antennin impedanssi voidaan sovittaa siirtojohdon ominaisimpedanssiin kuvan 2.12 mukaisesti syöttöpisteen paikkaa muutamalla.

Pienessä silmukka-antennissa ei edellä esitetyistä rakenteista poiketen synny luonnollista resonanssia, sillä sen impedanssilla on suuri induktiivinen komponentti. Antennin induktanssin suuruus neliön muotoisella silmukalla on

$$L_A = 2\mu_0 \frac{b}{\pi} \left[ \ln \left( \frac{b}{a} \right) - 0.774 \right], \quad (2.34)$$

jossa  $b$  on neliön sivun pituus ja  $a$  on langan säde [3]. Kupariliuskan tapauksessa langan säde on neljäsosa liuskan leveydestä [23]. Jotta antenni saadaan resonanssiin, on silmukka-antenniin induktanssi kompensoitava kuvan 2.12 mukaisella kondensaattorilla, jonka kapasitanssi kumoaa antennin induktanssin halutulla resonanssitaajuu-  
della. Kun kondensaattorin kapasitanssi  $C$  tunnetaan, voidaan resonanssitaajuu-  
selvittää sijoittamalla kapasitanssi ja yhtälöstä (2.34) laskettu silmukan induktanssi yhtälöön [5]

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_A C}}. \quad (2.35)$$

Antennin tarvitsemassa kondensaattorissa syntyy häviöitä, jotka laskevat antennin säteilyhyötysuhdetta. Jotta kondensaattorin häviöiden merkitys ei nousisi säteilyhyötysuhteen kannalta määrääväksi, on kondensaattorin hyvyysluvun oltava korkea. Kondensaattorin toleranssivaatimukset ovat myös varsin tiukat, mikä voidaan todeta laskemalla yhtälöstä (2.35) resonanssitaajuuden normalisoitu herkkyys kondensaattorin kapasitanssin funktiona. Normalisoiduksi herkkyydeksi saadaan

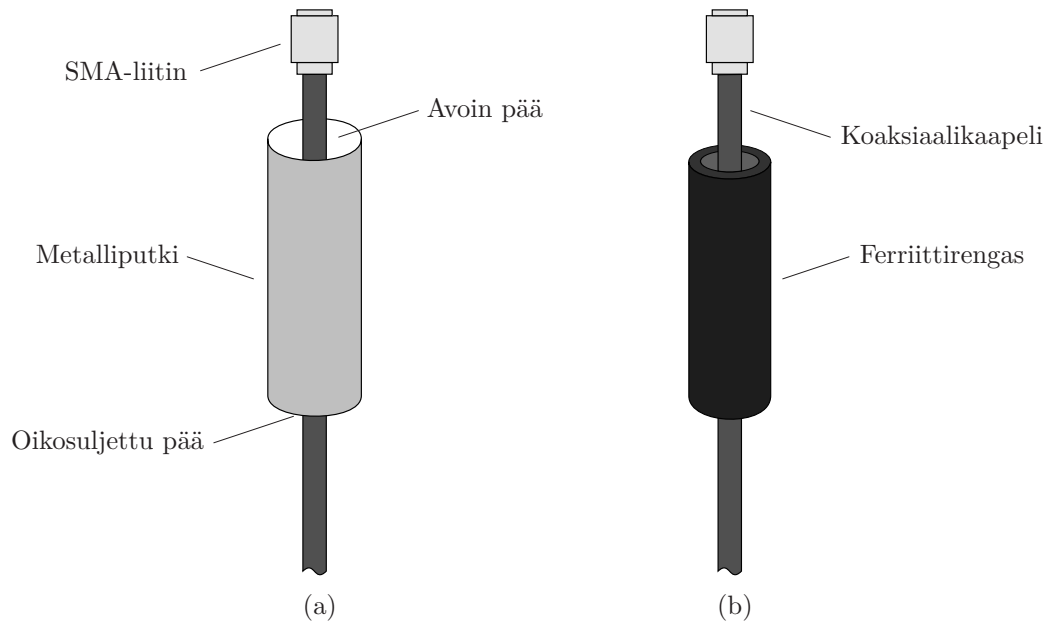
$$\frac{C}{f_0} \cdot \frac{df_0}{dC} = 2\pi C \sqrt{L_A C} \cdot \frac{-1}{4\pi C \sqrt{L_A C}} = -\frac{1}{2}, \quad (2.36)$$

mikä tarkoittaa, että kahden prosentin kapasitanssin muutos aiheuttaa prosentin suuruisen muutoksen resonanssitaajuuteen. Tästä johtuen resonanssitaajuuden toleranssivaatimukset määräävät myös kondensaattorille asetettavat toleranssivaatimukset. Tiukista vaatimuksista aiheutuu helposti ongelmia, sillä antennin sovitus on varsin kapeakaistainen kondensaattoriin ja antennin lähikenttään varastoituneen runsaan energiamäärän takia. Kondensaattorin tarkkuuden on oltava varsin suuri, jotta antennin virittämiseltä tuotannossa välttyttäisiin. Tiukat laatuvaatimukset nostavat luonnollisesti myös kondensaattorin hintaa ja sitä kautta laitteen valmistuskustannuksia.

## 2.8 Syöttöjohdon vaikutus antennimittauksissa

Syöttökaapeliin johtuvat yhteismuotoiset virrat muodostavat yhden suurimmista haasteista antennimittauksissa. Syöttökaapelin käyttö saattaa herkästi muuttaa mittaustilannetta, jolloin saadut mittaustulokset eivät välttämättä anna oikeaa kuvaa antennin toiminnasta todellisessa käyttötilanteessa. Syöttökaapeliin johtuvista virroista syntyvää virhettä ja niiden vaikutuksen minimoimista on tutkittu esimerkiksi viitteissä [28]–[31]. Kaapelin vaikutusta mittaustulokseen voidaan pienentää asettamalla kaapelin ulkojohtimen päälle lähelle antennia kuvan 2.13(a) mukainen koaksiaalinen metalliputki, joka muodostaa neljännesaallon loukun mittaustaajuudella. Putken antennin puoleinen pää jätetään avoimeksi ja mittausslaitteen puoleinen pää kytketään kaapelin ulkojohtimeen. Putki toimii kytkentäpisteensä kohdalla oikosulkuna halutulla pistetaajuudella. Kun oikosulku sijoitetaan aallonpituuden neljäsosan etäisyydelle antenniliittimestä, näyttää syöttökaapelin ulkojohdin avoimelta piiriltä mittaustaajuudella eivätkä virrat kytkeydy kaapeliin.

Toinen käyttökelpoinen tapa estää virtojen johtumista syöttökaapeliin on laittaa



Kuva 2.13: (a) Neljännesaallon pituisella putkella ja (b) ferriittirenkaalla toteutettu yhteismuotokuristin.

kuvan 2.13(b) mukaisesti syöttökaapelin ympärille ferriittirenkaita, joilla pyritään estämään yhteismuotoisen virran eteneminen kaapelissa. Ferriittirenkaat eivät ole häviöttömiä elementtejä, vaan absorboivat osan syötetystä energiasta, mistä saat-  
taa aiheutua virhettä mittaustuloksiin. Yleensä ferriittihäviöistä aiheutuva virhe on impedanssimittauksissa kuitenkin varsin pieni ja voidaan jättää huomiotta. Säteily-  
kenttää mitattaessa ferriittihäviöistä johtuva vaimennus saattaa kuitenkin olla jopa useamman desibelin suuruinen [27], [31]. Ferriittirenkaiden etuna on suuri kaistan-  
leveys verrattuna neljännesaallon mittaiseen putkeen ja ne ovat käyttökelpoisia yli 1 GHz taajuuksille asti.

## Luku 3

# Suunnittelu ja toteutus

Toteutettavalle antennille on asetettu useita vaatimuksia, jotka ovat osittain ristiriitaisia keskenään. Tästä johtuen on valittava ne ominaisuudet, jotka ovat kokonaisuuden kannalta kaikkein tärkeimpiä ja pyrittävä painottamaan niitä.

Koska antenni sijaitsee samalla piirilevyllä mittauslaitteen muun elektroniikan kanssa, on antennin koko oleellinen tekijä sen suorituskykyä arvioitaessa. Antennin koko on suoraan verrannollinen siirrettävän radiotaajuisen signaalin aallonpituuteen, joten valittu toimintataajuus määrää osaltaan kuinka pieneen tilaan antenni on mahdollista saadaan mahtumaan. Laitteen taajuusalueeksi oli ennalta määrätty 869.400 MHz – 869.650 MHz. Kyseinen taajuusalue on Euroopassa vapaasti käytettävissä radiolaitteille, joiden suurin sallittu lähetysteho on 500 mW ERP [32]. Laitteen haluttiin toimivan myös Amerikassa käytössä olevalla 902 MHz – 928 MHz taajuusalueella mahdollisimman pienillä muutoksilla. Valitun 900 MHz taajuusalueen etuja esimerkiksi laajasti käytettyyn WLAN-taajuusalueeseen verrattuna ovat suurempi sallittu lähetysteho sekä pienempi esteiden aiheuttama vaimennus, mistä johtuen on mahdollista saavuttaa suurempia yhteysetäisyyksiä kuin WLAN-taajuuksilla. Valittu taajuusalue on kuitenkin antennin fyysisen koon kannalta haastavampi suuremman aallonpituuden vuoksi, mikä tekee antennista väistämättä kookkaamman.

Työn alkuvaiheessa tutkittiin erilaisia pienikokoisia antennirakenteita, jotka soveltuvat integroitavaksi piirilevyille. Lähempään tarkasteluun valittiin kolme erilaista antennirakennetta, joista invertoitu F-antenni ja meander-antenni olivat aidosti resonoivia neljännesaallon monopolin muunnoksia. Kolmantena mahdollisuutena tarkasteltiin pientä silmukka-antennia, jonka etuna on muita tarkasteltuja antennveja pienempi koko.

Luvussa 2 käsiteltiin antennin suorituskyvyn kannalta tärkeitä ominaisuuksia ja tarkasteltiin teoreettisesti antennin suoritusrvojen laskemista. Käytännössä näiden tunnuslukujen laskeminen suoraan esitettyjä yhtälöitä käyttäen muuttuu varsin työlääksi, kun antennin geometriasta tulee monimutkaisempi ja antennin lähikentässä on kappaleita, joiden vaikutus joudutaan ottamaan tarkastelussa huomioon. Joillekin antennityypeille on esitetty kirjallisuudessa myös yksinkertaistettuja suunnitteluyhtälöitä, joiden avulla jokin tietty parametri voidaan ratkaista kohtuullisella vaivalla. Tällaisissa malleissa joudutaan tyypillisesti kuitenkin tekemään oletuksia antennin käyttöympäristöstä ratkaistavan ongelman yksinkertaistamiseksi, kuten esimerkiksi oletamaan antennin sijaitsevan vapaassa tilassa. Tässä työssä toteutettavan antennin tarkastelussa vapaan tilan approksimaatio ei kuitenkaan vastaa todellista tilannetta, mistä johtuen analyysi on suoritettava käyttäen tarkempia menetelmiä.

Koska antennin suorituskyvyn tarkastelu suoraan sähkömagneetiikan kaavoja käyttäen on teoreettisella tasolla yleensä hankalaa, on ongelman ratkaisemiseen kehitetty erilaisia tietokonesovelluksia, jotka ovat erikoistuneet sähkömagneettisten kenttien simulointiin ja antennirakenteiden analysointiin. Tämän työn antennisimulaatiot on tehty kaupallisella ohjelmalla nimeltä IE3D [33], jonka laskenta perustuu momenttimenetelmän (MoM) käyttöön. Momenttimenetelmän avulla voidaan analysoida erityisesti planaarisia rakenteita ja lanka-antenneja, jotka ovat kooltaan korkeintaan muutaman aallonpituuden luokkaa [3].

Mikäli antennin lähikentässä on todellisessa käyttötilanteessa ulkopuolisia kappaleita, on tällaisten kappaleiden vaikutus pyrittävä ottamaan huomioon antennin suunnittelussa. Tässä työssä suunniteltavan antennin toimintaan vaikuttavia rakenteita ovat esimerkiksi mittausslaitteen muovikotelo, piirilevyn maatasen koko ja muoto, piirilevyn muu elektronikka sekä seinä, jolle laite asennetaan. Näistä muovikotelon ja piirilevyn vaikutus komponentteineen voidaan ottaa kohtuullisen helposti huomioon suunnitteluvaiheessa, kun taas seinän materiaalit ja paksuus vaihtelevat asennuskohteesta toiseen, eikä niiden vaikutus siksi ole tunnettu suunnitteluvaiheessa.

Seuraavaksi on tarkasteltu kappaleissa 2.7.1 ja 2.7.2 esitettyjä antennirakenteita simulaatioiden ja mittausten avulla. Tulosten perusteella on valittu toteutettava antennirakenne mittausslaitteen piirilevylle. Lopuksi on mitattu valitun antennin suorituskky osana mittausslaitteen elektronikkaa.

### 3.1 Antennin mitoittaminen

Kappaleissa 2.7.1 ja 2.7.2 esitettyjen antennien testilevyjen valmistamiseksi rakenteita tutkittiin aluksi simulaatioiden avulla. Simulaatioissa käytettiin taulukossa 2.1 esitettyjä arvoja piirilevyn sähköisille parametreille. Maatason oletettiin peittävän piirilevyn kokonaan sekä ylä- että alapinnalta ja sen oletettiin olevan kooltaan yhtä suuri kuin mittausslaitteen suunnitteilla olevan piirilevyn ulkomitat. Näin ollen lamineerin kummallakin pinnalla olevan maatason leveys  $w$  oli simulaatioissa 75 mm ja korkeus  $h$  oli 114 mm.

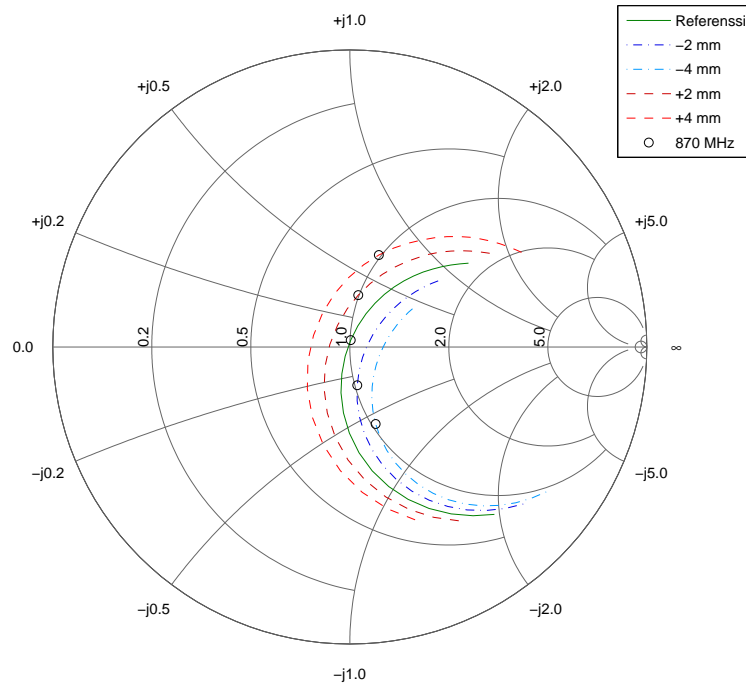
Invertoidun F-antennin avoimen ja oikosuljetun johtimen leveydeksi  $w_c$  valittiin 3 mm. Syöttöjohdon leveys  $w_s$  oli 2 mm, joka oli lähellä antenniin kytketyn siirtolinjan leveyttä. Meander-antennin johtimista oli tehtävä edellistä kapeampia, jotta voitiin saavuttaa suurempi tilansäästö. Johtimien leveyksiksi  $w_c$  ja  $w_s$  valittiin tämän vuoksi 1 mm.

Kummankin antennirakenteen suunnitteluparametreille annettiin aluksi alkuarvot, joiden avulla suoritettiin ensimmäinen simulaatiokierros. Simulaation tuloksena saatiin selville rakenteen syöttöimpedanssi sekä heijastuskerroin, joiden avulla rakenteen parametreja lähdettiin optimoimaan siten, että simuloitu resonanssitaajuus ja impedanssi saatiin viritettyä kohdalleen.

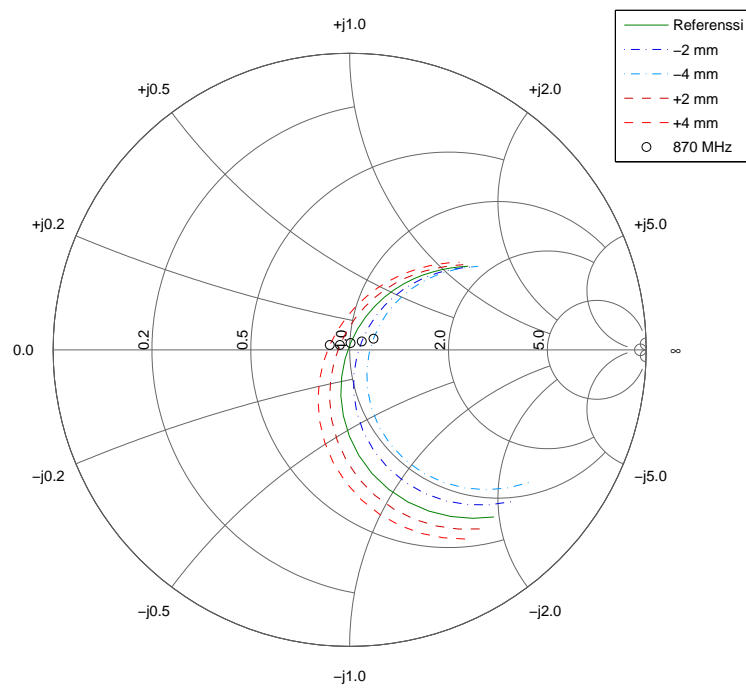
Antennien virittämisessä käytettiin apuna kappaleessa 2.7.1 esitettyä piirimallia, jossa esiintyvien avoimen ja oikosuljetun johtimen pituuksia  $d_m$  ja  $d_L$  muuttamalla optimoitiin antennien sovitusta. Antennien avoimen johtimen muodostaman monopolin sähköisen pituuden tuli olla hieman aallonpituuden neljänneistä pienempi, jotta piirimallissa esiintyvän impedanssin  $Z_{r,m}$  reaktiivinen osa saatiin sovitusta varten kapasitiiviseksi. Avoimen johtimen rinnalle kytketyn lyhyen oikosuljetun johtimen pituus mitoitettiin siten, että johtimen induktanssi kumosi impedanssin  $Z_{r,m}$  reaktiivisen osan. Näin säteilyimpedanssi saatiin puhtaasti reaaliseksi halutulla taajuuksella.

#### 3.1.1 Antennin mittojen vaikutus syöttöimpedanssiin

Antennin avoimen ja oikosuljetun haaran pituuksien  $d_m$  ja  $d_L$  vaikutusta invertoidun F-antennin syöttöimpedanssiin tutkittiin simulaatioiden avulla. Tulokset on esitetty normalisoituna 50 ohmiin Smithin kartalla kuvissa 3.1 ja 3.2. Kuvassa 3.1 simulaation parametrinä oli avoimen haaran pituus  $d_m$ , ja kukin kaari esittää antennin im-



Kuva 3.1: Simuloitu normalisoitu syöttöimpedanssi invertoidun F-antennin avoimen haaran pituuden  $d_m$  funktiona.



Kuva 3.2: Simuloitu normalisoitu syöttöimpedanssi invertoidun F-antennin oikosuljetun haaran pituuden  $d_L$  funktiona.



pedanssia taajuuden funktiona taajuusalueella 740 MHz – 1000 MHz. Simulaation taajuusresoluutiona oli 10 MHz. Keskimmäisenä oleva jatkuvalla viivalla piirretty kaari esittää antennin impedanssia alkutilanteessa. Punaisella katkoviivalla esitetyt kaaret kuvaavat tilannetta, jossa parametrin  $d_m$  arvo on 2 mm ja 4 mm alkuperäistä suurempi. Vastaavasti sinisellä pisteviivalla merkityt kaaret kuvaavat 2 mm ja 4 mm alkuperäistä lyhyempiä siirtojohtoja. Jokaisella kaarella on lisäksi merkitty mustalla ympyrällä kohta, joka vastaa taajuutta 870 MHz.

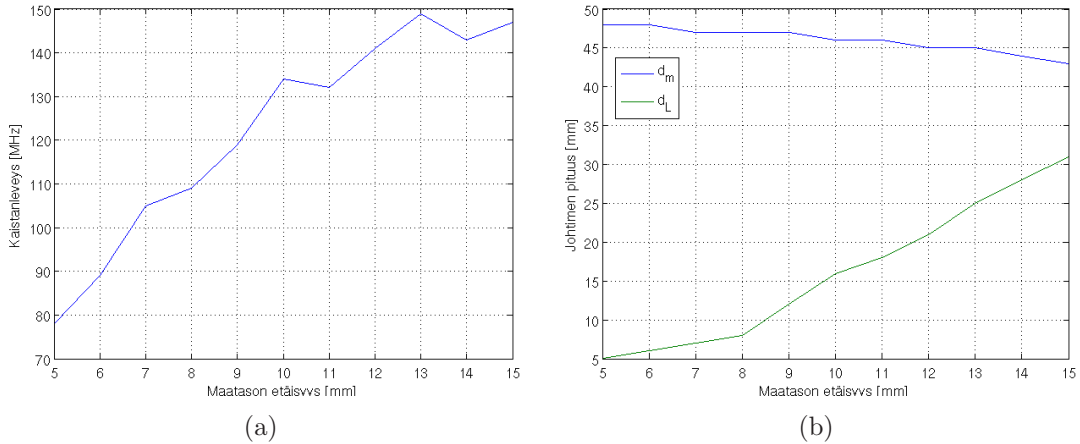
Kuvassa 3.2 muutettavana parametrina oli oikosuljetun haaran pituus  $d_L$ . Simuloitu taajuusalue on jälleen 740 MHz – 1000 MHz, ja pituuden muutos eri simulaatioissa on 2 mm. Punaisella katkoviivalla on merkitty niiden simulaatioiden tulokset, joissa siirtojohdon pituutta on kasvatettu, ja sinisellä pistekatkoviivalla merkityt kaaret esittävät alkuperäistä lyhyemmillä siirtojohdoilla saatuja simulaatiotuloksia.

Kuvista 3.1 ja 3.2 havaitaan, kuinka avonaisen johtimen pituuden  $d_m$  muuttaminen vaikuttaa pääasiassa invertoidun F-antennin syöttöimpedanssin imaginääriosaan siten, että johtimen pituuden kasvattaminen muuttaa impedanssia induktiiviseen suuntaan. Pituuden pienentäminen puolestaan muuttaa syöttöimpedanssin imaginääriosaa kapasitiiviseen suuntaan. Tuloksen voidaan todeta olevan varsin odotettu, sillä suoran lankamonopoliantennin reaktanssi käyttäytyy samalla tavoin. Syöttöpisteen etäisyys  $d_L$  antennin juuresta vaikuttaa pääasiassa syöttöimpedanssin reaali-osaan. Pituuden  $d_L$  kasvaessa antennin syöttöimpedanssin reaali-osa pienenee. Vastaavasti pituutta lyhentämällä saadaan reaali-osa kasvatettua.

Kuvia 3.1 ja 3.2 tarkasteltaessa on huomioitava, että antennin syöttöpisteen jatkoksi liitetyn siirtolinjan pituus vaikuttaa simulaatiotuloksiin. Tässä simulaatiossa antenni oli kytketty 10 mm pituiseen 50 ohmin mikroliuskajohtoon, jonka päässä antennia syöttävä portti sijaitsi. Mikroliuskan päiden välisen vaihe-eron takia kuvaajat ovat kiertyneet noin 35 astetta myötäpäivään Smithin kartan keskipisteen ympäri.

### 3.1.2 Piirilevyn maatasen vaikutus kaistanleveyteen

Mikäli piirilevyn maataso on lähellä antennia, syntyy maatasen ja antennin välille kytkentää, joka vaikuttaa antennin kaistanleveyteen. Kytkennän vaikutuksen selvittämiseksi suoritettiin simulaatio, jossa invertoidun F-antennin etäisyyttä  $h_m$  maatasoon muutettiin 1 mm kerrallaan. Antennin impedanssi sovitettiin jokaisella simulaatiokierroksella erikseen siten, että keskitaajuus oli 870 MHz ja antenni oli sovitettu 50 ohmiin.



Kuva 3.3: Piirilevyn maatasen etäisyyden  $h_m$  vaikutus (a) invertoidun F-antennin kaistanleveyteen ja (b) mittoihin  $d_L$  ja  $d_m$ .

Kuvassa 3.3(a) on esitetty maatasen etäisyyden vaikutus antennin kaistanleveyteen. Kaistanleveyden voidaan todeta kasvavan lähestulkoon lineaarisesti antennin ja piirilevyn maatasen välisen etäisyyden kasvaessa, kunnes kaistanleveyden kasvu pysähtyy etäisyyden  $h_m$  ollessa noin 12 mm. Kuvassa 3.3(b) on esitetty antennin haarojen pituudet, joilla antenni saatiin sovitettua 50 ohmiin. Avoimen haaran pituus  $d_m$  ei muutu kovin paljon maatasen etäisyyden funktiona. Pituutta  $d_m$  jouduttiin pienentämään hieman maatasen ollessa etäämmällä antennista, jotta heikentynyt kapasitiivinen kytkentä antennin ja piirilevyn maatasen välillä saatiin kompensoitua. Oikosuljetun haaran pituus  $d_L$  kasvoi merkittävästi etäisyyden  $h_m$  ollessa suuri, mikä kasvatti antennin kokoa merkittävästi.

## 3.2 Simulaatiotulokset

Taulukoissa 3.1 ja 3.2 on koottu yhteen lopulliset simulaatioiden perusteella määritetyt mitat toteutettaville testilevyille. Näillä testilevyillä haluttiin selvittää tutkittujen antennien soveltuvuus mittauslaitteen antenniksi. Tämän lisäksi meander-antennin testilevyille sijoitettiin antennin kärkeen kupariliuska, jonka avulla antennin taajuusaluetta oli mahdollista vaihtaa.

Simulaatiotulosten mukaan invertoitu F-antenni saatiin vireeseen, kun antennin avoimen haaran pituus  $d_m$  oli 46 mm ja oikosuljettu haara oli pituudeltaan  $d_L = 16$  mm. Meander-antenni saatiin viritettyä ylemmälle 915 MHz taajuudelle, kun sen avoimen haaran pituus  $d_m$  oli 26 mm ja meander-kuvioinnin leveys  $s_w$  oli 8 mm.

Taulukko 3.1: Invertoidun F-antennin testilevyn mitat.

Parametri	Arvo [mm]
$d_m$	46
$d_L$	16
$h_k$	10
$h_m$	10
$w_c$	3
$w_s$	2
$h$	114
$w$	75

Taulukko 3.2: Meander-antennin testilevyn mitat.

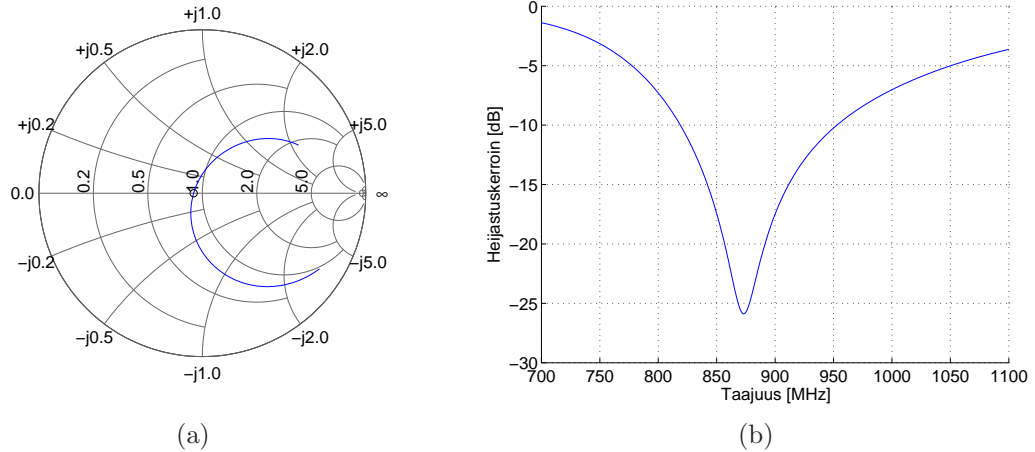
Parametri	Arvo [mm]
$d_m$	26
$d_L$	2
$d_v$	6
$h_k$	8
$h_m$	5
$s_h$	1
$s_w$	8
$w_c$	1
$w_L$	3
$w_s$	1
$h$	114
$w$	75

Antenni saatiin vireeseen alemmalla 869 MHz taajuudella kytkemällä antennin kärkeen johdinliuska, jonka pituus  $d_v$  oli 6 mm ja leveys  $w_c$ . Koska antennin oikosuljetusta haarasta tuli hyvin lyhyt, jouduttiin myös oikosulun leveyttä  $w_L$  säätämään, jotta induktanssi saatiin tarkasti kohdalleen. Induktanssi saatiin optimoitua, kun oikosuljetun haaran pituus  $d_L$  oli 2 mm ja  $w_L$  oli 3 mm.

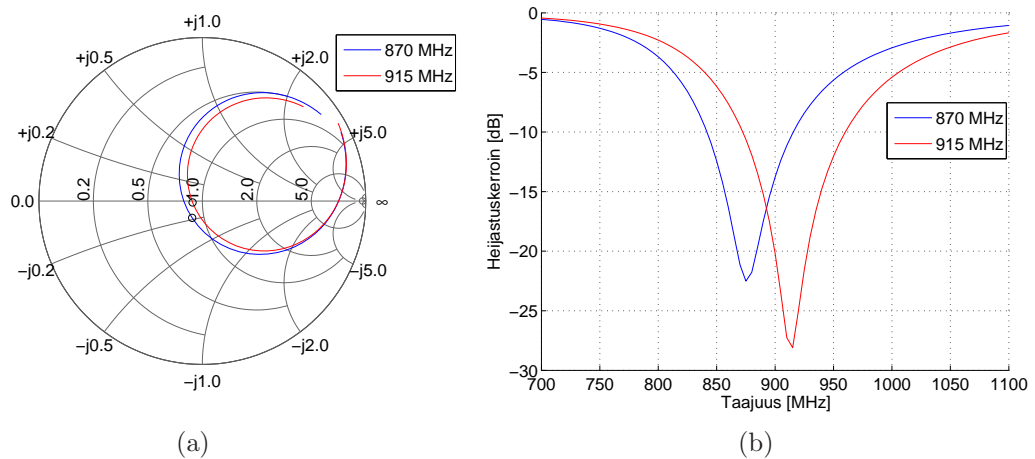
### 3.2.1 Simuloidut impedanssit

Taulukon 3.1 mukaisia arvoja käyttämällä saadut simulaatiotulokset invertoidun F-antennin syöttöimpedanssin käyttäytymisestä on esitetty Smithin kartalla kuvassa 3.4(a). Lisäksi heijastuskertoimen arvot on esitetty kuvassa 3.4(b) taajuuden funktiona. Tulosten perusteella heijastuskerroin pysyy alle -10 desibelin taajuusalueella 820 MHz – 960 MHz. Tätä vastaava suhteellinen kaistanleveys voidaan laskea yhtälöstä (2.26), jolloin tulokseksi saadaan 16 %.

Meander-antennille tehtiin vastaavat simulaatiot kuin invertoidulle F-antennille ja saadut tulokset on esitetty kuvissa 3.5(a) ja 3.5(b). Tulosten perusteella taajuusalueen vaihtaminen johtimen pituutta muuttamalla näyttää vaikuttavan tässä tapauksessa lähes ainoastaan antennin resonanssitaajuuteen vaikuttamatta muuten antennin impedanssisovitukseen. Saavutettavan sovituksen todetaan olevan varsin hyvä kummallakin taajuusalueella, joten kapasitiivisen lisäelementin avulla toteutettu viritys alemmalle taajuusalueelle on selvästikin täysin riittävä taajuusalueiden ollessa lähellä toisiaan. Riittävän sovituksen saavuttamiseksi ei ole tarpeellista muuttaa



Kuva 3.4: Invertoidun F-antennin simuloitu (a) syöttöimpedanssi ja (b) heijastuskerroin.



Kuva 3.5: Meander-antennin simuloitu (a) syöttöimpedanssi ja (b) heijastuskerroin.

antennin oikosuljetun haaran pituutta.

Simulaatioiden perusteella meander-antennin taajuuskaistoiksi saadaan 840 MHz – 915 MHz ja 870 MHz – 960 MHz, mikä tarkoittaa, että suhteelliset kaistanleveydet ovat 8.6 % ja 9.8 %. Simulaatioiden perusteella pienempikokoisemman Meander-antennin kaistanleveys on noin puolet invertoidun F-antennin kaistanleveydestä. Invertoidun F-antennin tarvitsema pinta-ala on lähes kaksinkertainen ensinmainittuun verrattuna.

Simulaatiotuloksissa havaittu kaistanleveyden kaventuminen on selitettävissä luvussa 2.6 esitetyn teorian avulla, vaikkakaan kaistanleveys ei näytä pienenevän antennin koon kolmannessa potenssissa, kuten yhtälössä (2.29). Ero selittyy osaltaan sillä, et-

tä piirilevyn maataso on aallonpituutta pienempi käytetyllä taajuusalueella, jolloin se toimii osana antennia. Tästä johtuen varsinaisen antennielementin koon muuttaminen aiheuttaa hieman teorian ennustamaa pienemmän muutoksen antennin kaistanleveyteen. Tuloksista nähdään kuitenkin, että antennin sähköisen pituuden pienentäminen aiheuttaa väistämättä saavutettavan kaistanleveyden kaventumisen.

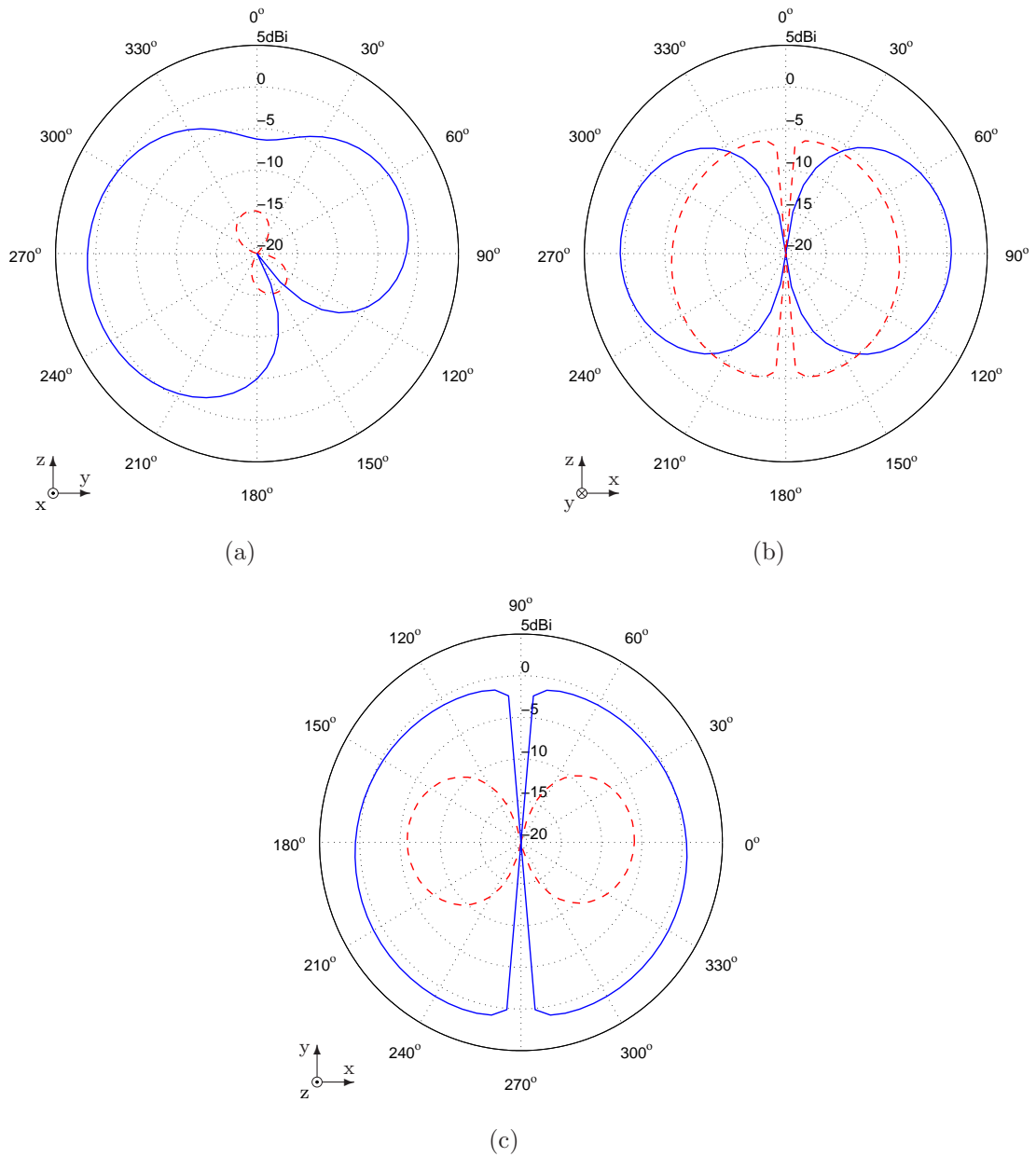
### 3.2.2 Simuloidut säteilykuviot

Simulaatio-ohjelman avulla selvitettiin antennien säteilykuvioiden eroavaisuudet sekä säteilyhyötysuhteet resonanssitaajuudella. Ohjelma tallensi kaukoalueen säteilykuvion laskemiseksi tarvittavat virtajakaumat muistiin edellisessä kappaleessa suoritettujen impedanssisimulaatioiden yhteydessä, joten säteilykuvioiden laskemiseksi tarvitsi selvittää ainoastaan kaukoalueen sähkökentät tunnetun virtafunktion perusteella.

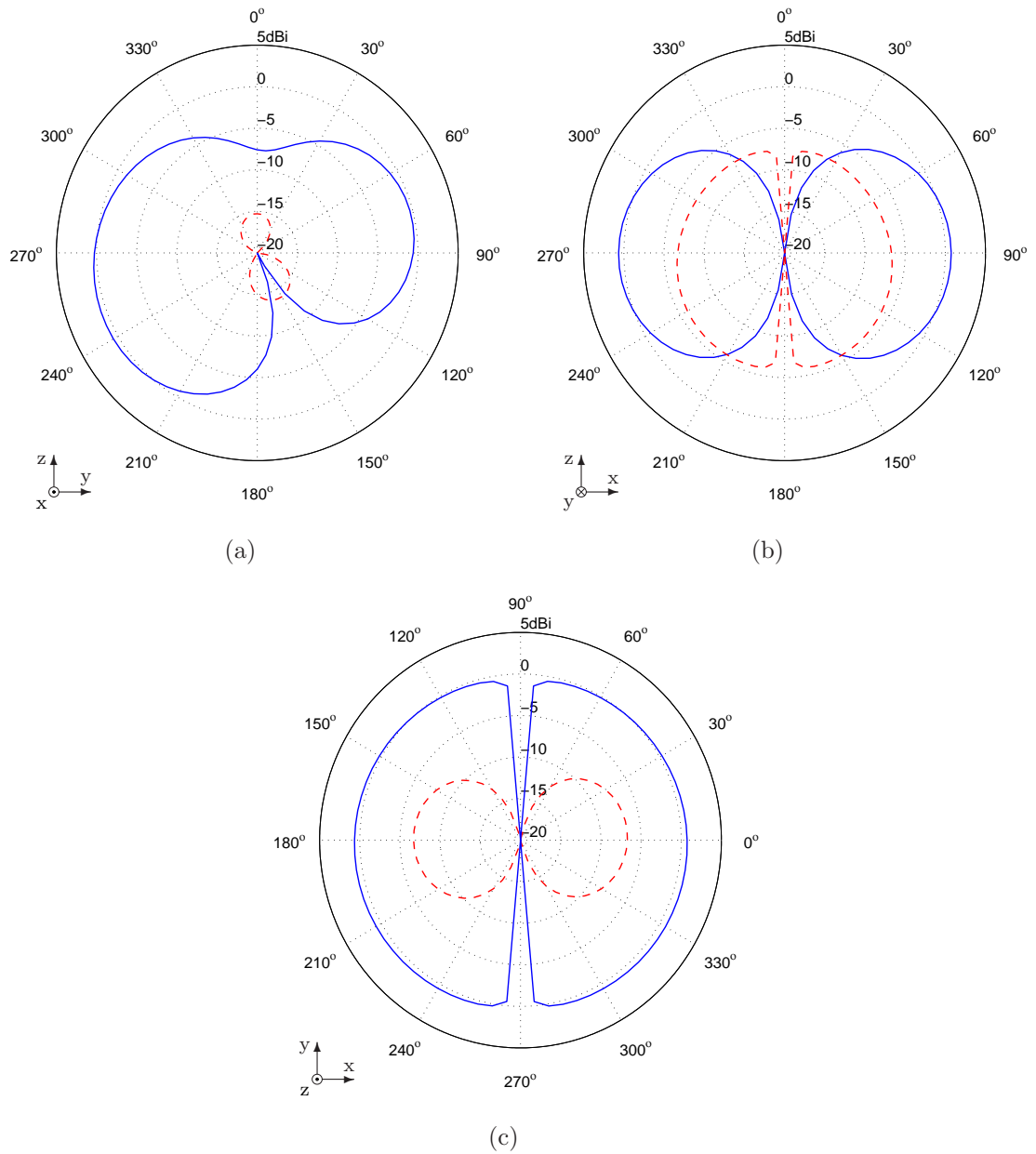
Simulaatioiden perusteella invertoidun F-antennin säteilyhyötysuhteeksi  $\eta_{rad}$  saatiin 85.2 %. Meander-antennin  $\eta_{rad}$  alemmalla taajuuskaistalla oli simulaatioiden perusteella 82.8 % ja ylemmällä taajuuskaistalla 83.3 %. Tulosten perusteella antennien kokonaishäviöt ovat varsin vähäisiä, eikä antennien suorituskäytössä ole tältä kannalta suurta eroa. Simulaattorin tekemissä hyötysuhdelaskelmissa pinta-aaltohäviöiden osuuden voidaan olettaa olevan todellista suurempi, sillä substraattina simuloidun piirilevyn voidaan olettaa absorboivan todellista suuremman osan tehosta.

Säteilykuviot laskettiin kolmessa toisiinsa nähden kohtisuorassa tasossa. Tulokset on esitetty kuvissa 3.6 ja 3.7 polaarisisessä koordinaatistossa. Koordinaatisto kiinnitettiin siten, että kuvissa 2.8 ja 2.11 y-akseli osoittaa oikealle antennin syöttöjohtimen suuntaisesti ja z-akseli ylöspäin antennin avoimen johtimen suuntaisesti. Simulaatio-ohjelmassa piirilevy oli mahdollista toteuttaa ainoastaan halutun paksuisena äärettömän suurena substraattitasona, mistä johtuen kaukoalueessa laskettuihin säteilykuvioihin muodostui nollakohdat piirilevyn tason leikkauskohdissa. Tästä johtuen myöskään tason  $\phi = 90^\circ$  säteilykuvion laskeminen ei ollut mahdollista. Rajoituksen kiertämiseksi säteilykuvion oletettiin olevan laakea, jolloin riittävän hyvä approksimaatio saatiin laskemalla säteilykuvio hieman piirilevyn määräämän tason vierestä.

Tuloksista havaitaan, että antennien säteilykuvioiden muodossa ei ole käytännössä lainkaan eroavaisuuksia. Kuvista havaitaan myös syöttöjohdon säteilevän merkittävästi energiaa. Tästä johtuen kuvissa 3.6(b) ja 3.7(b)  $E_\phi$ -polarisaation säteilykuvio



Kuva 3.6: Invertoidun F-antennin simuloitu säteilykuvio (a) yz-tasossa, (b) xz-tasossa ja (c) xy-tasossa.  $E_\theta$ -polarisaatio on merkitty jatkuvalla sinisellä viivalla (—) ja  $E_\phi$ -polarisaatio punaisella katkoviivalla (---).



Kuva 3.7: Meander-antennin simuloitu säteilykuvio (a) yz-tasossa, (b) xz-tasossa ja (c) xy-tasossa.  $E_\theta$ -polarisaatio on merkitty jatkuvalla sinisellä viivalla (—) ja  $E_\phi$ -polarisaatio punaisella katkoviivalla (— —).

Taulukko 3.3: Piirilevyn permittiivisyyden ja paksuuden toleranssien vaikutus resonanssitaajuuteen.

	Resonanssitaajuuden muutos [%]		
	Invertoitu F-antenni	Meander-antenni	
Nimellistaajuus [MHz]	869	869	915
$0.9 \cdot \epsilon_r$	+2.1	+2.3	+2.3
$1.1 \cdot \epsilon_r$	-1.7	-2.1	-2.2
$0.9 \cdot h$	+1.9	+1.6	+1.5
$1.1 \cdot h$	-1.5	-1.4	-1.4

on kohonnut noin -6 dBi:n tasolle ja kuvissa 3.6(c) sekä 3.7(c) samalla polarisaatiolla näkyy dipolimainen säteilykuvio. Lisäksi varsinaisen säteilevän monopolin säteilykuvio vääristyy selvästi piirilevyn tasossa, mikä voidaan havaita kuvissa 3.6(a) ja 3.7(a). Säteilykuvioon syntyy terävä nollakohta suunnassa  $\theta = 150^\circ$  ja vastakkaisessa suunnassa nollakohta täyttyy.

### 3.2.3 Valmistustoleranssien vaikutus sovitukseen

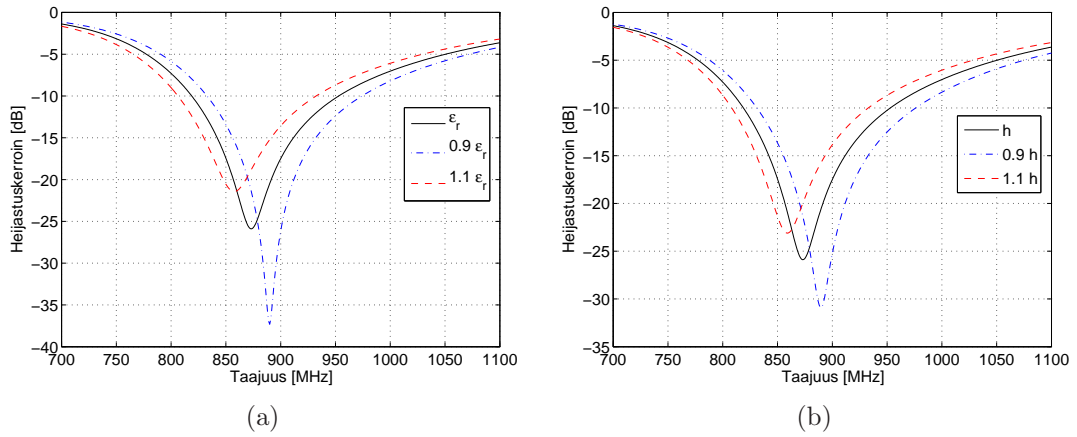
Piirilevyn valmistustoleranssien vaikutuksen selvittämiseksi kummankin antennin heijastuskertoimen käyttäytymistä simuloitiin piirilevyn permittiivisyyden ja paksuuden muuttuessa. Parametreja muutettiin yksi kerrallaan 10 % nimellistä arvoaan suuremmaksi ja pienemmäksi. Invertoidun F-antennin heijastuskertoimen käyttäytyminen on esitetty kuvissa 3.8 ja meander-antennin vastaavasti kuvissa 3.9 ja 3.10.

Simulaatiotuloksista havaitaan, että antennien välillä ei ole merkittävää eroa valmistustoleranssien aiheuttamassa sovituksen virheessä. Toleranssien vaikutus meander-antennin sovitukseen on kuitenkin suhteessa suurempi, sillä sen kaistanleveys on kapeampi. Antennien resonanssitaajuuksien muutos kussakin tapauksessa on esitetty taulukossa 3.3. Muutosten todetaan olevan varsin samankaltaisia. 10 % muutos piirilevyn permittiivisyydessä aiheuttaa noin 2 % muutoksen resonanssitaajuudessa. Piirilevyn paksuus aiheuttaa hieman pienemmän muutoksen, joka on suuruudeltaan noin 1.5 %.

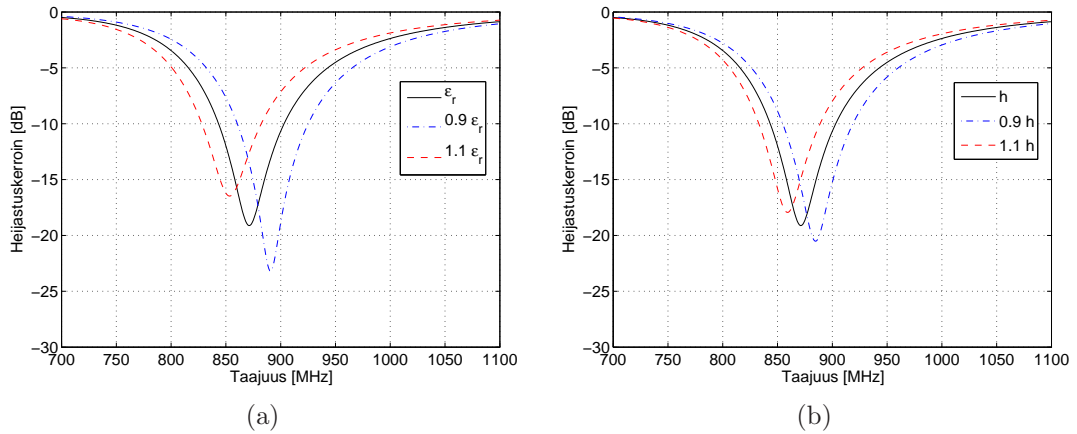
### 3.2.4 Ympäristön vaikutus antennin impedanssiin

Tähän mennessä antennin on oletettu olevan riittävän etäällä sen ympäristössä olevista kappaleista, jotta ympäristön vaikutus on voitu jättää huomiotta ja antennin

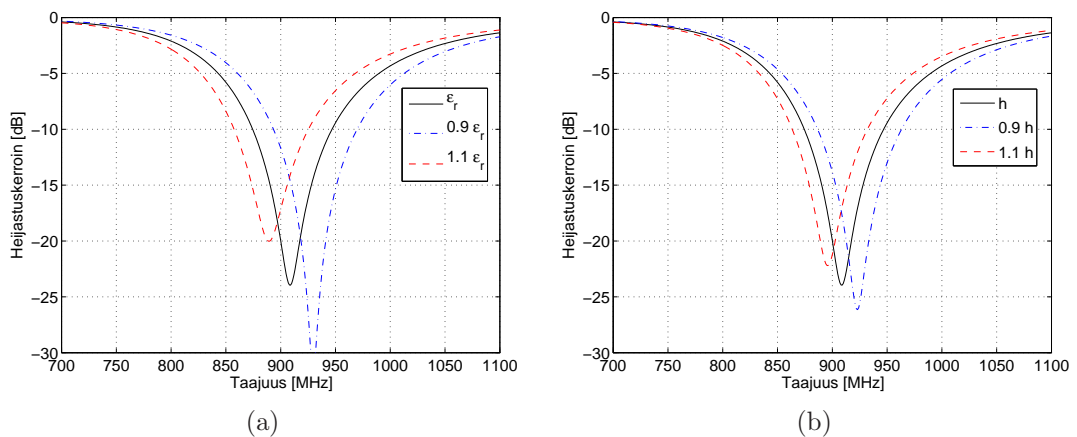




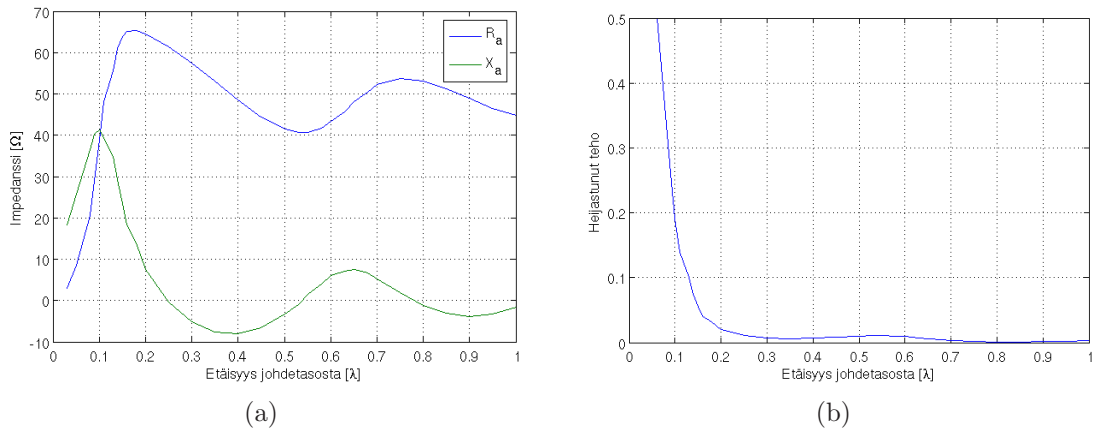
Kuva 3.8: Piirilevyn (a) permittiivisyyden ja (b) paksuuden toleranssien vaikutus invertoidun F-antennin heijastuskertoimeen.



Kuva 3.9: Piirilevyn (a) permittiivisyyden ja (b) paksuuden toleranssien vaikutus meander-antennin heijastuskertoimeen alemmalla taajuusalueella.



Kuva 3.10: Piirilevyn (a) permittiivisyyden ja (b) paksuuden toleranssien vaikutus meander-antennin heijastuskertoimeen ylemmällä taajuusalueella.



Kuva 3.11: Invertoidun F-antennin (a) impedanssi ja (b) heijastunut teho ideaalisen maatason läheisyydessä.

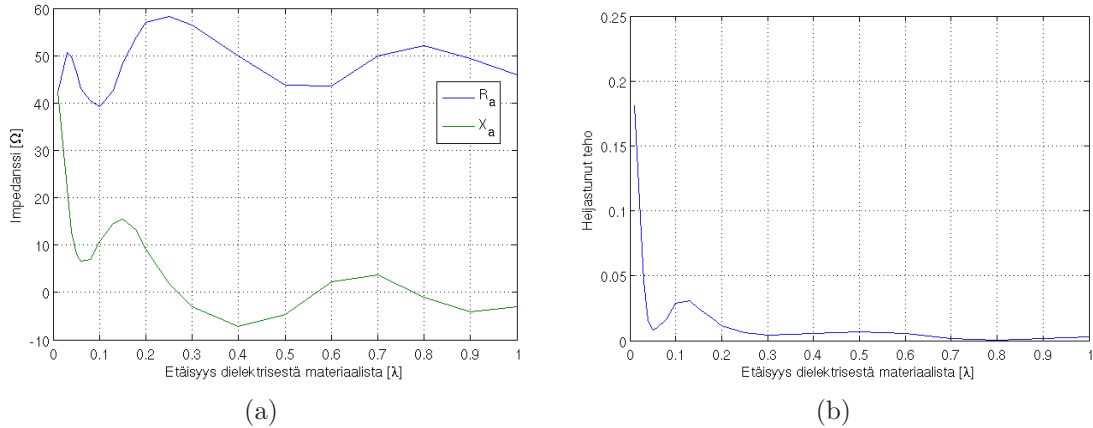
on ajateltu olevan vapaassa tilassa. Todellisessa toimintaympäristössä antenni on sijoitettu lähelle seinää siten, että piirilevy on yhdensuuntainen seinän kanssa ja antennin etäisyys seinästä on noin  $\lambda/25$ . Näin lähellä antennia oleva kappale sijaitsee sen lähikenttässä ja vaikuttaa hyvin herkästi antennin suorituskykyyn. Esimerkiksi mittausslaitteen kotelon reuna sijaitsee hyvin lähellä antennia, joten se vaikuttaa väistämättä antennin sovitukseen samoin kuin piirilevylaminaatti. Koska kotelo kuitenkin on aina antennin lähikentässä, voidaan sen ajatella olevan piirilevyn tavoin osa antennia ja sen vaikutus voidaan kompensoida antennin viritystä muuttamalla. Seinän sähköisiä parametreja puolestaan ei ole mahdollista tietää suunnitteluvaiheessa. Esimerkin vuoksi betoni-, puu-, kipsi- ja vaneriseinän permittiivisyys  $\epsilon_r$  ja häviötangentti  $\tan \delta$  on koottu taulukkoon 3.4 [34]. Kuten taulukosta voidaan havaita, ovat näiden materiaalien sähköiset ominaisuudet varsin erilaiset. Lisäksi betoniseinän sisällä oleva rauditus heijastaa antennin säteilyä, mikä vääristää antennin säteilykuviota ja muuttaa sen impedanssia.

Impedanssin vaihtelua johtavan materiaalin läheisyydessä simuloitiin sijoittamalla invertoitu F-antenni lähelle seinää, jonka sähköisten ominaisuuksien oletettiin vastaavan ilman sähköisiä ominaisuuksia. Seinän sisällä oletettiin olevan ideaalijohtava metallitaso, jonka etäisyys seinän pinnasta oli simulaation muuttujana.

Kuvassa 3.11(a) on esitetty antennin resistanssi ja reaktanssi antennin ja johtavan metallitason välisen etäisyyden funktiona, kun antenni on sovitettu 50 ohmin impedanssiin vapaassa tilassa. Antennin impedanssin avulla laskettu heijastunut teho  $|\rho|^2$  on esitetty kuvassa 3.11(b), kun antennia syöttävän siirtolinjan ominaisimpedanssi on 50 ohmia.

Taulukko 3.4: Erilaisten rakennusmateriaalien mitattuja ominaisuuksia.

Materiaali	Mittaustaajuus [MHz]	$\epsilon_r$	$\tan \delta$
Betoni	900	7.1	0.21
Kipsilevy	710	2.81	0.0189
Kuiva puu	3600	1.7 – 2.1	0.026 – 0.036
Vaneri	710	2.91	0.108

Kuva 3.12: Invertoidun F-antennin (a) impedanssi ja (b) heijastunut teho permittiivisen materiaalin ( $\epsilon_r = 10$ ) läheisyydessä.

Simulaatiotulosten perusteella johtavan metallitason vaikutus antennin impedanssiin on sitä suurempi, mitä lähempänä metallitasoa antenni sijaitsee. Metallitason aiheuttaman epäsovituksen voidaan todeta kasvavan merkittäväksi, kun antennin ja metallitason välinen etäisyys on alle  $0.125 \lambda$ . Etäisyyden ollessa tätä suurempi on antennin paluuvaimennus yli 10 dB, jolloin epäsovituksen vaikutus on varsin vähäinen. Kuten kuvista 3.11(a) ja 3.11(b) on havaittavissa, antennin impedanssi lähestyy vapaan tilan impedanssia, kun maatasen ja antennin välinen etäisyys kasvaa.

Seinän permittiivisyyden vaikutusta tutkittiin erikseen suorittamalla simulaatio, jossa seinää kuvattiin puoli avaruutta peittävänä eristemateriaalina. Eristemateriaalin suhteelliseksi permittiivisyydeksi valittiin  $\epsilon_r = 10$ , joka on suurempi kuin edellä taulukossa 3.4 esitettyjen yleisten rakennusmateriaalien permittiivisyys. Piirilevy sijoitettiin eristemateriaalin pinnan suuntaisesti, ja piirilevyn etäisyys materiaalin pinnasta oli simulaation muuttujana. Simulaation tulokset on esitetty kuvissa 3.12(a) ja 3.12(b). Eristemateriaalin vaikutuksen todettiin olevan huomattavasti pienempi kuin johdetason vaikutuksen. Kuvasta 3.12(a) havaitaan antennin reaktanssin muuttuvan selvästi induktiiviseksi lähellä eristetasoa. Taso kuormittaa antennin avointa haaraa, jolloin sen sähköinen pituus kasvaa. Kuvan 3.12(b) perusteella heijastuneen

tehon osuus kasvaa merkittävästi vasta, kun antenni sijaitsee  $0.02 \lambda$  etäisyydellä eristemateriaalista. Eristemateriaalin vaikutus reaktiivisen lähikentän ulkopuolella on siten hyvin vähäinen.

Esitettyjen tulosten voidaan todeta olevan varsin yhdenmukaisia kirjallisuudessa aiemmin esimerkiksi dipoliantennille esitettyjen tulosten kanssa [3].

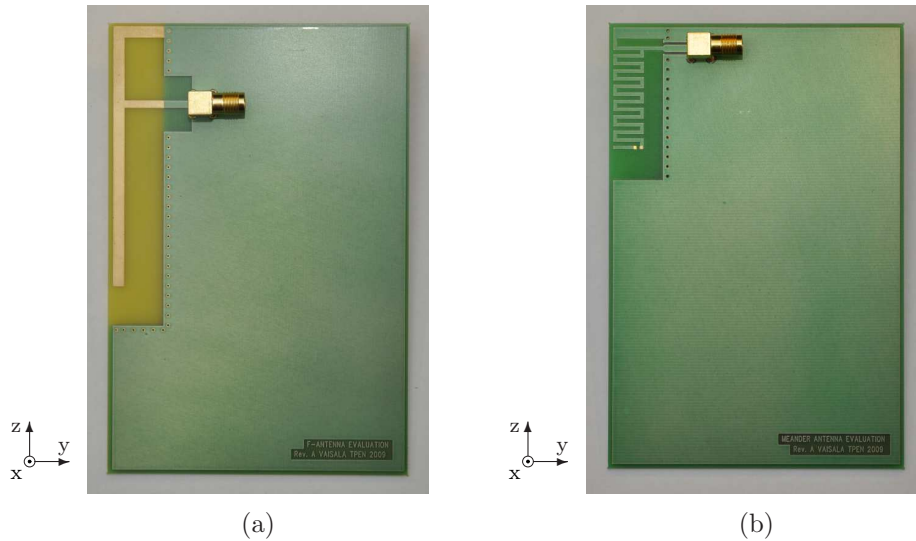
### 3.3 Testilevyjen mittaustulokset

Simuloitujen rakenteiden testaamiseksi valmistettiin kaksi testilevyä, joiden avulla selvitettiin invertoidun F-antennin ja meander-antennin käytännön suorituskyky. Vektoripiirianalysaattorin ja signaaligeneraattorin liittämistä varten piirilevyille sijoitettiin paikka SMA-liittimelle, jonka keskijohdin kytkettiin 50 ohmin siirtolinjan avulla antennin syöttöpisteeseen. SMA-liittimen ja antennin syöttöpisteen välisen siirtolinjan pituus pyrittiin pitämään lyhyenä, jotta siirtolinjan ominaisimpedanssin epävarmuuden vaikutus mittaustuloksiin pysyisi mahdollisimman pienenä. Tästä johtuen siirtolinjan pituudeksi valittiin 10 mm.

Levyillä olevien siirtolinjojen suunnittelussa käytettiin apuna viitteissä [15] ja [35] esitettyjä suunnittelukaavoja. Kaavojen avulla laskettiin siirtolinjojen fyysiset mitat, kun käytetyn piirilevymateriaalin nimellinen suhteellinen permittiivisyys  $\epsilon_r$ , laminaattikerroksen paksuus  $h$  ja kuparin paksuus  $t$  tunnettiin. Suunnittelukaavoissa käytetyt piirilevymateriaalin sähköiset ominaisuudet on esitetty taulukossa 2.1.

Invertoidun F-antennin testilevyllä käytettiin mikroliuskajohtoa, jonka etäisyys piirilevyn sisäkerroksessa olevaan maatasoon oli  $h = 0.98$  mm. Tunnettujen parametrien perusteella mikroliuskajohdon leveydeksi laskettiin 1.83 mm, minkä lisäksi mikroliuskan kummaltakin sivulta poistettiin levyn ylimmässä kuparikerroksessa oleva maataso 6.0 mm etäisyydelle asti mikroliuskajohdosta kuvan 3.13(a) mukaisesti. Näin pyrittiin välttämään mikroliuskan lähelle ulottuvan maatason aiheuttamaa ylimääräistä kapasitiivista kytkentää johtimen ja maatason välillä, mikä olisi laskenut johdon ominaisimpedanssin haluttua pienemmäksi. Antennin mitat oli määritetty simulaatioiden avulla ja ne on esitetty aiemmin taulukossa 3.1.

Meander-antennin testilevy valmistettiin taulukon 3.2 mittojen mukaisesti. Testilevyllä ei ollut mahdollista tehdä leveää avausta siirtolinjan ympärille ylimmässä kuparikerroksessa, sillä antennin vaatimaa maadoitusta ei olisi tällöin ollut mahdollista toteuttaa. Tämän vuoksi päädyttiin käyttämään mikroliuskajohdon sijasta



Kuva 3.13: (a) Invertoidun F-antennin ja (b) meander-antennin testilevy.

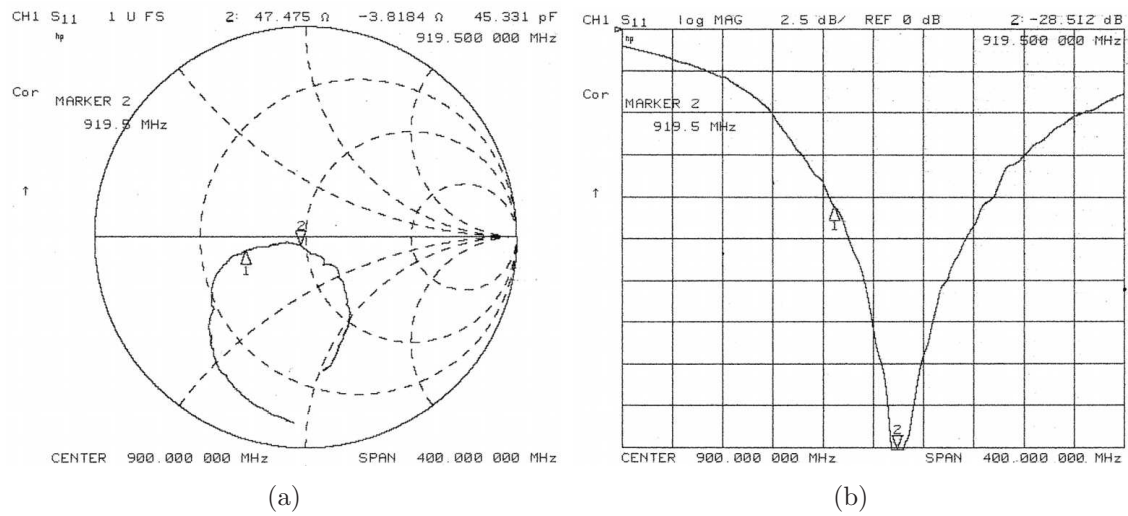
Taulukko 3.5: Testilevyjen mittaustulokset.

		Invertoitu F-antenni	Meander-antenni	
Nimellistaajuus	[MHz]	869	869	915
$f_0$	[MHz]	919.5	924.5	959
$f_L$	[MHz]	865	886	923
$f_U$	[MHz]	997	958	1000
$\Delta f_0$	[%]	+5.8	+6.4	+4.8
$B_0$	[%]	14	7.8	8.0

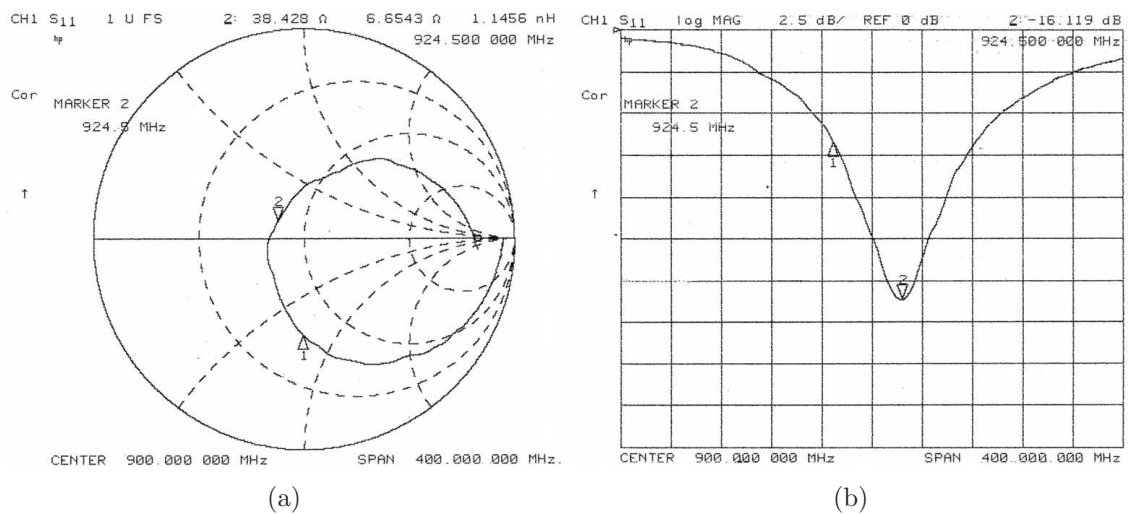
johtavan maatasen päällä olevaa koplanaarista aaltojohtoa (CBCPW) [35]. Johdon leveydeksi laskettiin 2.0 mm ja eristysväliksi samassa tasossa olevaan maatasoon 0.50 mm. Testilevyn toteutus on esitetty kuvassa 3.13(b).

Antennien impedanssin ja heijastuskertoimen mittaamiseen käytettiin HP 8753A vektoripiirianalysaattoria. Mitatut syöttöimpedanssit ja heijastuskertoimen itseisarvot on esitetty kuvissa 3.14 – 3.16. Kuviin on merkitty osoittimilla antennin nimellinen keskitaajuus sekä mitattu keskitaajuus. Ensimmäinen osoitin näyttää nimellisen keskitaajuuden sijainnin, joka on 869 MHz tai 915 MHz, ja toinen osoittaa taajuuden, jolla mitattu heijastuskerroin on pienimmillään. Tämän taajuuden tarkka lukuarvo on merkitty kuvaajien vasempaan reunaan.

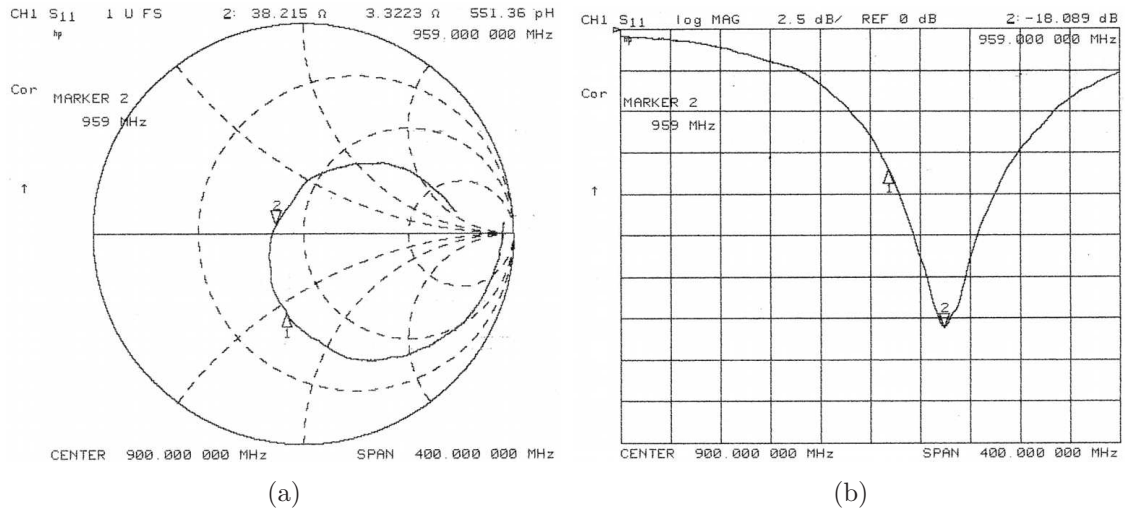
Antennien mitatut keskitaajuudet ja kaistanleveydet on koottu taulukkoon 3.5. Taulukossa  $f_0$  on mitattu keskitaajuus,  $f_L$  ja  $f_U$  ovat taajuuskaistan ala- ja ylärajataajuus,  $\Delta f_0$  on keskitaajuuden suhteellinen virhe verrattuna nimelliseen keskitaaju-



Kuva 3.14: Invertoidun F-antennin testilevyn mitattu (a) syöttöimpedanssi ja (b) heijastuskerroin.



Kuva 3.15: Meander-antennin testilevyn mitattu (a) syöttöimpedanssi ja (b) heijastuskerroin alemmalle taajuusalueelle viritettynä.



Kuva 3.16: Meander-antennin testilevyn mitattu (a) syöttöimpedanssi ja (b) heijastuskerroin ylemmälle taajuusalueelle viritettynä.

teen ja  $B_0$  on suhteellinen kaistanleveys.

Taulukosta havaitaan, että kaikki mitatut keskitaajuudet ovat noin 5 % korkeampia kuin simuloidut keskitaajuudet. Kappaleessa 3.2.1 todettiin invertoidun F-antennin simuloidun kaistanleveyden olevan 16 %. Meander-antennin kaistanleveyden puolestaan todettiin olevan 8.6 % alemmalla ja 9.8 % ylemmällä toimintataajuudella. Antennien mitatut kaistanleveydet olivat muutaman prosenttiyksikön verran simuloituja kapeampia.

Invertoidun F-antennin impedanssin kuvaajan 3.14(a) havaitaan selvästi olevan kiertynyt myötäpäivään verrattuna kuvan 3.4(a) simulaatitulosiin. Kiertyminen johtuu todennäköisesti piirilevylä käytetystä SMA-liittimen kuparointikuvioista, jossa nelikerroslevyn maataso sijaitsi liian lähellä SMA-liittimen keskimmäisen jalan läpivientä, mistä johtuen kapasitiivinen kytkentä keskijohtimen ja maatasen välillä oli liian suuri. Meander-antennin piirilevylä johtimen ja maatasen välinen etäisyys oli suurempi, minkä vuoksi kytkentä oli huomattavasti pienempi.

Simuloidun keskitaajuuden virhe johtuu oletettavasti pääasiassa simulaatio-ohjelman rajoituksista, FR-4-piirilevylaminaatin permittiivisyyden epävarmuudesta ja laminaatin paksuuden toleransseista, jotka aiheuttavat virhettä antennin viritykseen. Kaksi viimeksimainittua vaikuttavat lisäksi antennin ja radiomodulin välisen mikroiuskajohdon ominaisimpedanssiin.

Simuloidun keskitaajuuden virhettä selittää myös piirilevyn paksuuden virhe. Testilevyjen mitattu paksuus oli 0.17 mm pienempi kuin simulaatioissa käytetty arvo.



Virhettä syntyi myös yksinkertaistuksista, joita jouduttiin tekemään simulaatio-ohjelman rajoitusten takia. Simulaatioissa piirilevyä oli käsiteltävä äärettömän levyisenä substraattitasona, vaikka todellisuudessa piirilevyn reuna sivusi antennia hyvin läheltä. Reunan vaikutuksesta antennin dielektrinen kuormitus oli siis pienempi kuin simulaatioissa, mikä vaikutti suureksi osaksi siihen, että antennin keskitaajuus oli oletettua suurempi. Simulaatio- ja mittaustulosten paremman vertailukelpoisuuden kannalta olisi ollut perusteltua venyttää piirilevyn vasenta reunaa ja yläreunaa kauemmas antennista antennin lähellä sijaitsevan piirilevyn reunan aiheuttaman virheen minimoimiseksi. Koska tuotantomallin toteutuksessa laminaatti on katkaistu antennin vierestä, päätettiin tämä jättää tekemättä ja suorittaa mittaukset paremmin todellisuutta vastaavalla testilevyllä.

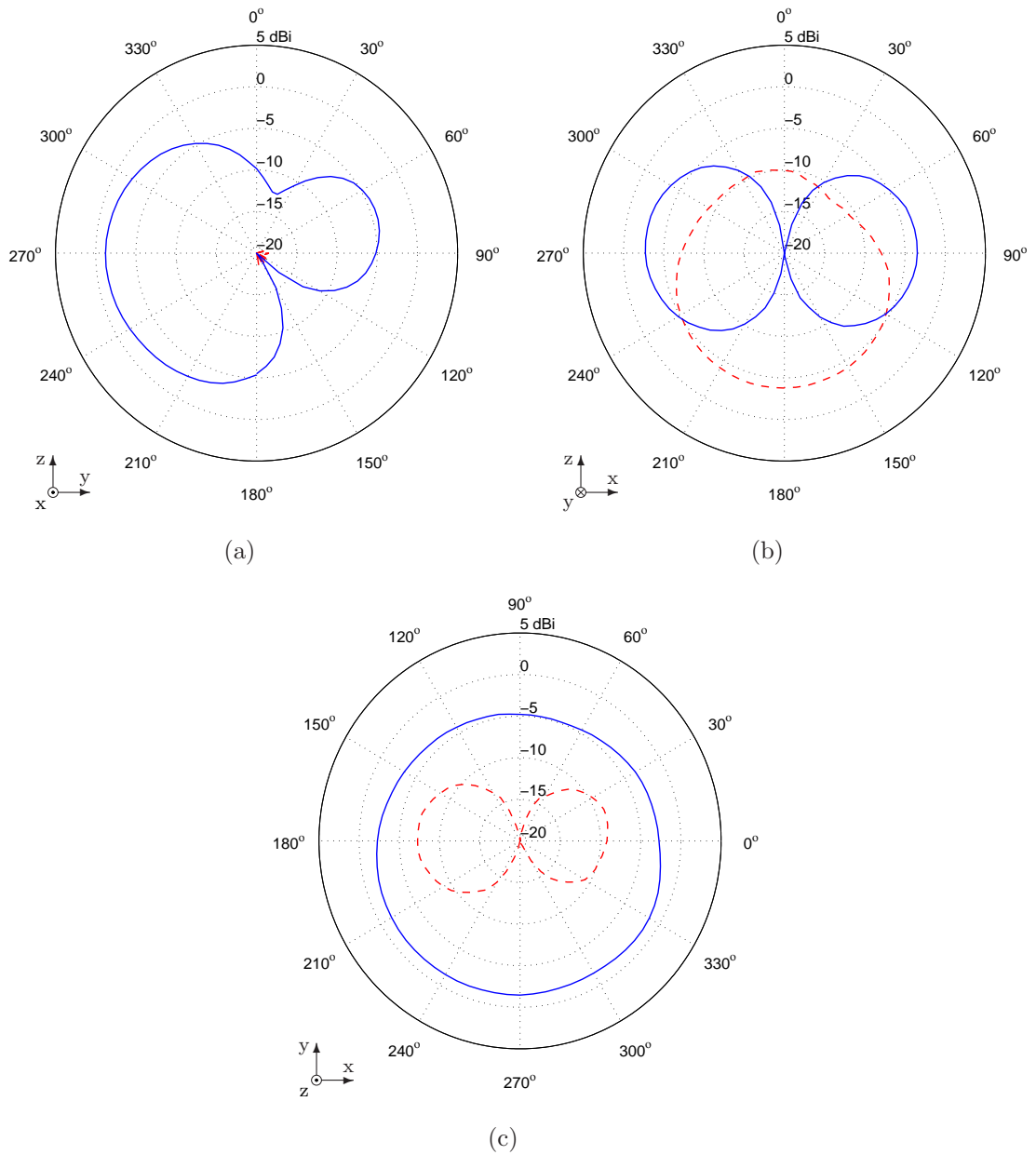
SMA-liittimen ominaisimpedanssin epäideaalisuus saattoi aiheuttaa hieman virhettä mittaustuloksiin. Lisäksi maatasen kuparointikuvio oli liian lähellä SMA-liittimen keskijohtimen kuparointikuviota, mistä johtuen liittimen keskijohtimen ja maatasen välillä oli ylimääräistä kapasitanssia.

Antennin kytkemiseen käytetty koaksiaalikaapeli on mittaustilanteessa ylimääräinen johtava elementti, jonka vaikutusta ei ole otettu huomioon simulaatioissa, eikä kaapelia tulla kytkemään myöskään tuotantomallin mittauslaitteeseen. Osa antenniin syötetystä tehosta ohjautuu kuitenkin syöttökaapelin vaippaan, mikä saattoi aiheuttaa virhettä sekä impedanssin että säteilykuvion mittaustuloksiin.

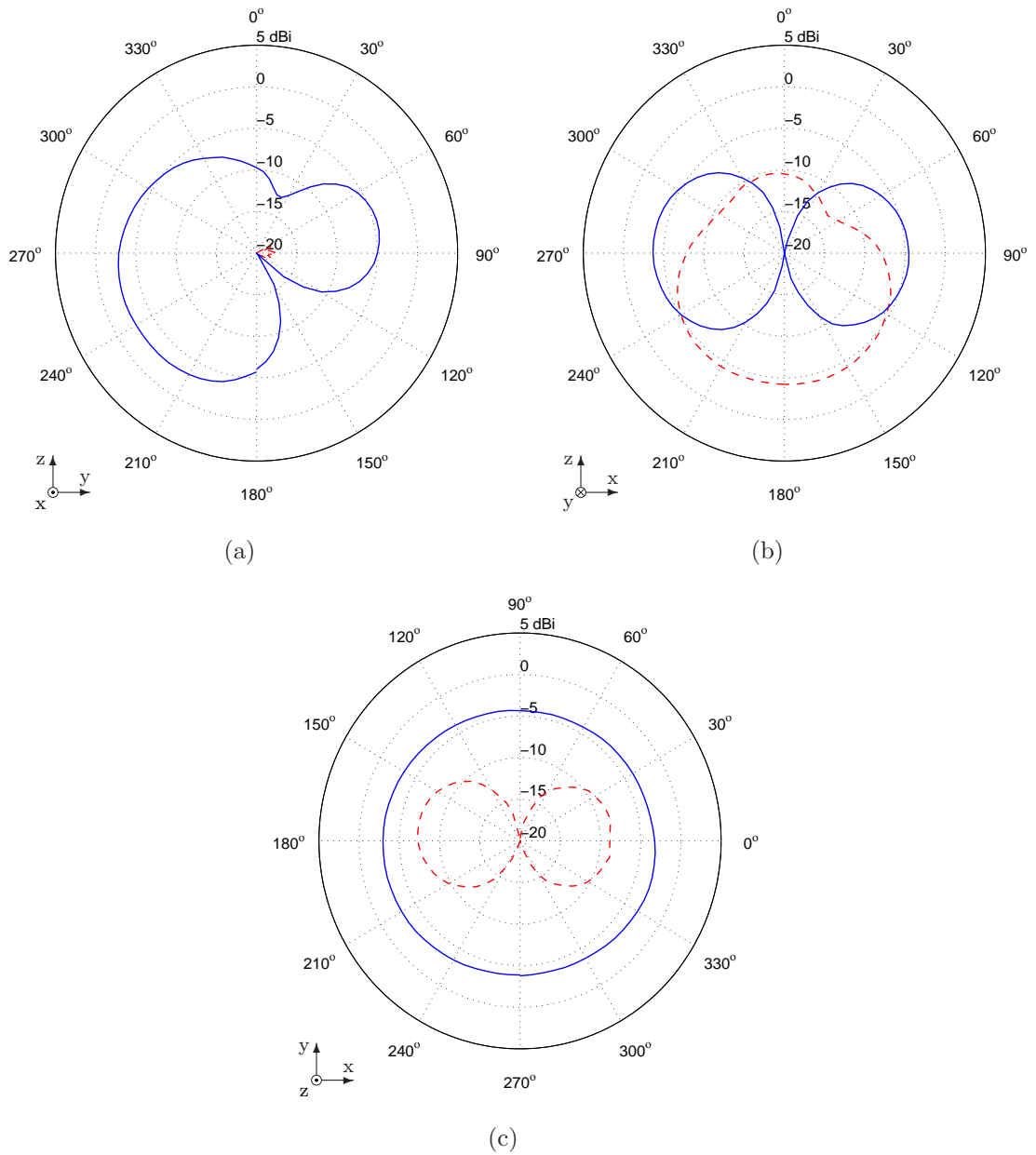
Syöttökaapelin aiheuttaman virheen pienentämiseksi impedanssimittauksissa käytettiin ferriittirenkaita, joiden vaikutusta käsiteltiin kappaleessa 2.8. Tässä työssä käytettiin ferriittirenkaita impedanssimittausten lisäksi myös säteilymittauksissa, koska käytettävissä ei ollut kappaleessa 2.8 mainittua koaksiaalikaapeliin kytkettävää neljännesaallon mittaisesta putkesta muodostuvaa yhteismuotokuristinta tai optista järjestelmää, jonka avulla signaali olisi ollut mahdollista siirtää antenniin dielektristä valokuitua pitkin [27]. Ferriittipalat pyrittiin asettamaan mahdollisimman lähelle koaksiaalikaapelin antennin puoleista liitintä pintavirtojen kulkeman matkan minimoimiseksi. Tästä huolimatta pieni osa yhteismuotoisista virroista saattoi kulkeutua kaapeliin, millä saattoi olla vaikutusta varsinkin antennin säteilykuvion mittaustuloksiin pääkeilan ulkopuolella. Itse antennielementti säteilee näihin suuntiin hyvin vähän energiaa, joten pienetkin pintavirrat syöttökaapelissa saattavat aiheuttaa havaittavaa virhettä. Tämän lisäksi antennin lähellä oleva kaapeli saattaa vaikuttaa antenniin sen säteilykentän kautta.

Syöttökaapelin pään asennolla ja sijainnilla on myös vaikutusta mittaustuloksiin.





Kuva 3.17: Invertoidun F-antennin säteilykuvio (a) yz-tasossa, (b) xz-tasossa ja (c) xy-tasossa.  $E_\theta$ -polarisaatio on merkitty jatkuvalla sinisellä viivalla (—) ja  $E_\phi$ -polarisaatio punaisella katkoviivalla (— —).



Kuva 3.18: Meander-antennin säteilykuvio (a) yz-tasossa, (b) xz-tasossa ja (c) xy-tasossa.  $E_\theta$ -polarisaatio on merkitty jatkuvalla sinisellä viivalla (—) ja  $E_\phi$ -polarisaatio punaisella katkoviivalla (---).

Syöttökaapelin asennon vaikutus mittaustuloksiin on suurin kaapelin pään ollessa yhdensuuntainen antennin kanssa [36]. Kaapelin vaikutuksen minimoimiseksi prototyypilevyllä käytetty suorassa kulmassa oleva SMA-liitin asetettiin siten, että kaapeli oli suorassa kulmassa antenniin nähden.

Säteilykuvioden mittaukset suoritettiin Vaisala Oyj:n EMC-laboratorion kaiuttomassa huoneessa. Antennien vahvistus mitattiin vertailumenetelmällä, jonka hyvänä puolenä on se, että mittausslaitteiden absoluuttinen tarkkuus ja esimerkiksi kaapeleiden häviöt eivät vaikuta mittaustulokseen. Signaaligeneraattori oli tyypiltään Rohde & Schwarz SMT06. Tehomittari oli Rohde & Schwarz NRVD, johon oli liitetty URV5-Z2 mittapää.

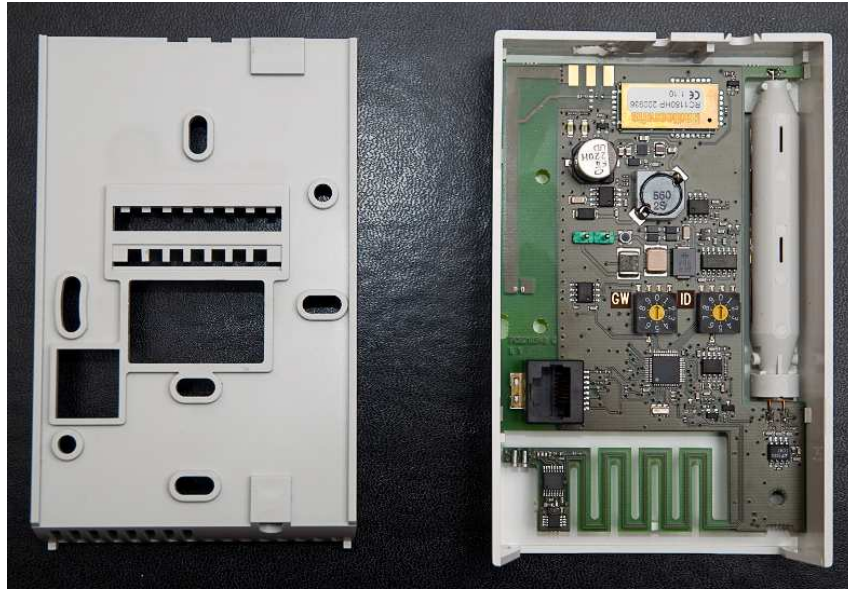
Invertoidun F-antennin testilevyn mitattu säteilykuvio on esitetty kuvissa 3.17(a) – 3.17(c) ja meander-antennin säteilykuvio kuvissa 3.18(a) – 3.18(c). Säteilykuvioden mittauksissa käytettiin antennien todellista resonanssitaajuutta. Invertoidun F-antennin mitattu vahvistus oli -0.8 dBi, ja meander-antennin vahvistus oli puolestaan hieman heikompi -1.6 dBi. Tuloksista on selvästi havaittavissa ferriittirenkaiden aiheuttama vaimennus, jonka takia mitatut absoluuttiarvot ovat oletettua pienemmät.

Mitattujen säteilykuvioden pääkeilan muoto vastaa erittäin hyvin simuloituja säteilykuvioita, kun otetaan huomioon ylimääräinen vaimennus.  $E_\phi$ -polarisaation kentänvoimakkuus xz- ja xy-tasossa on kuitenkin hieman oletettua suurempi. Lisäksi kuvissa 3.17(b) ja 3.18(b)  $E_\phi$ -polarisaation säteilykuvion havaitaan olevan epäsymmetrinen siten, että suunnassa  $\theta = 0^\circ$  säteilyn voimakkuus on pienimmillään. Mittaustuloksissa ei näy merkittäviä eroja testilevyjen välillä, vaan antennien säteilykuviot ovat hyvin yhdenmuotoiset.

Mittauksen suurimpia virhelähteitä ovat vertailuantennin ilmoitetun vahvistuksen epävarmuus, antennien epäsovituksesta aiheutuva tehon heijastuminen sekä tehomittarin epälineaarisuus.

### 3.4 Mittaukset tuotantomallin toteutuksessa

Mittauslaitteen tuotantomallin antenniksi valittiin edellä esitettyjen tutkimusten perusteella invertoitu F-antenni. Tähän valintaan päädyttiin pääasiassa siksi, että antennin käyttöympäristö saattaa vaihdella huomattavasti yksilöstä toiseen, ja mittausslaitteen piirilevyn valmistustoleranssit vaikuttavat huomattavasti antennin viritystaajuuteen. Tutkimuksissa invertoidun F-antennin kaistanleveyden havaittiin

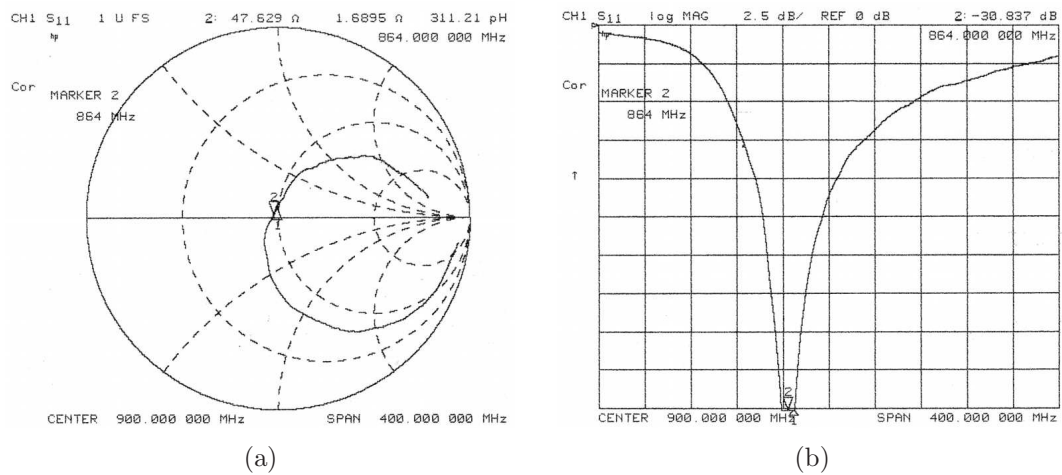


Kuva 3.19: Tuotantomallin mittauslaitteen piirilevy ja muovikotelo.

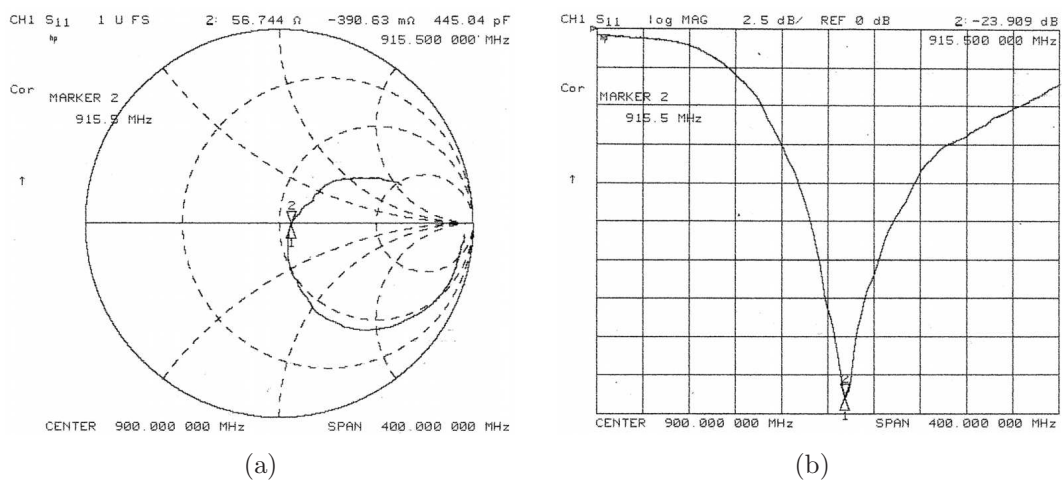
olevan selvästi suurempi kuin meander-antennin, joten invertoidun F-antennin voidaan olettaa sietävän paremmin ympäristön olosuhteiden ja tuotannon laadun vaihteluita.

Mittauslaitteen ensimmäisen piirilevyversion antennin mitat optimoitiin simuloimalla sen jälkeen, kun mittauslaitteen piirilevyn maatasen muoto ja mitat olivat tiedossa. Koska mittauslaitteen kotelon ja piirilevyn reunan vaikutusta ei ollut mahdollista ottaa huomioon simulaatioissa, oli antennin mitat optimoitava vielä kertaalleen kotelon kanssa vektoripiirianalysointin ja kupariteipin avulla. Aivan antennin vieressä sijaitsevan kotelon seinämän todettiin aiheuttavan antennille kapasitiivisen kuormituksen, jonka vuoksi resonanssitaajuus laski 30 MHz alkuperäisestä. Kotelon aiheuttaman kuormituksen kompensoimiseksi antennin avointa haaraa oli lyhennettävä, minkä lisäksi myös oikosuljetun haaran pituutta muutettiin halutun impedanssin säilyttämiseksi. Antennin avoimen haaran kärkeen sijoitettiin lisäksi 3.0 mm leveä ja 3.5 mm pitkä sovituspätkä, jonka avulla antennin resonanssitaajuus oli mahdollista vaihtaa ylemmältä taajuusalueelta alemmalle. Tuotantomallin piirilevy on esitetty koteloon asennettuna kuvassa 3.19.

Piirilevyn syöttöimpedanssi ja heijastuskerroin mitattiin samalla järjestelyllä, jolla prototyyppilevyjen mittaukset oli suoritettu. Impedanssimittauksen tarkkuuden parantamiseksi ohut koaksiaalikaapeli juotettiin suoraan piirilevyllä siirtolinjan päähän, ja vektoripiirianalysointin kalibroitiin mittaamaan impedanssia siirtolinjan pään kohdalla. Kalibroinnin tarkkuus varmistettiin mittaamalla piirilevyllä tehty-



Kuva 3.20: Tuotantomallin piirilevyn mitattu (a) syöttöimpedanssi ja (b) heijastuskerroin 869 MHz taajuusalueelle viritettynä.



Kuva 3.21: Tuotantomallin piirilevyn mitattu (a) syöttöimpedanssi ja (b) heijastuskerroin 915 MHz taajuusalueelle viritettynä.



Kuva 3.22: Tuotantomallin mittauslaitteen säteilykuvion mittausjärjestely.

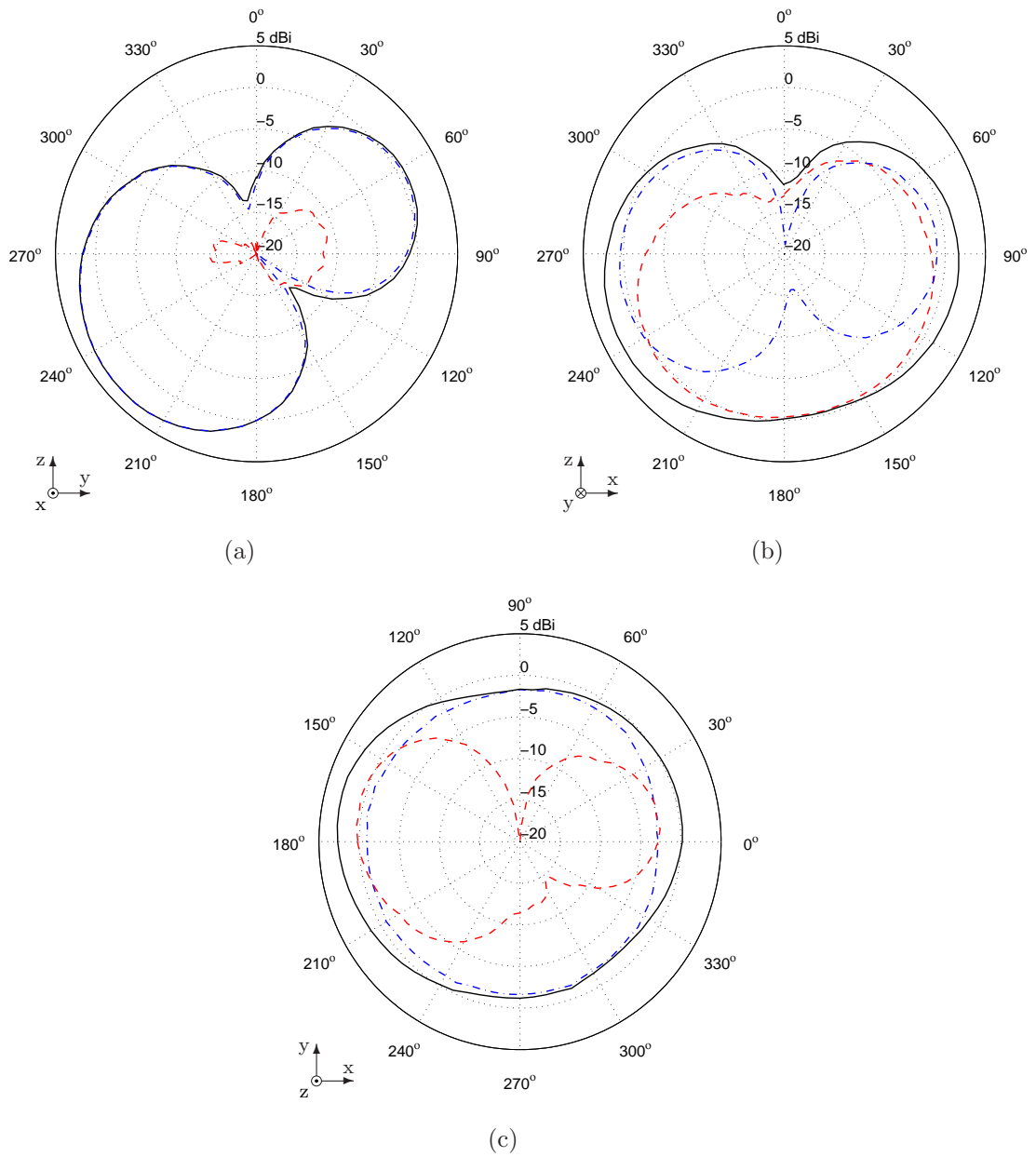
jen avoimen, oikosuljetun sekä sovitetun päätteen [37] heijastuskerroin tutkitulla taajuusalueella.

Antennin impedanssi mitattiin sekä alemmalla että ylemmällä taajuusalueella, Saa-  
dut mittauks tulokset on esitetty kuvissa 3.20 ja 3.21. Antennin kaistanleveyden to-  
dettiin kaventuneen huomattavasti kotelon kuormituksen kompensoimiseksi tehdyn  
antennin mittojen lyhentämisen seurauksena. Tulosten perusteella antennin impe-  
danssin sovittaminen kummallakin taajuusalueella onnistui erittäin hyvin. Alemmal-  
la taajuusalueella antennin resonanssitaajuudeksi mitattiin 864 MHz. Kaistanlevey-  
deksi saatiin tällöin 71 MHz ja impedanssin reaaliosa oli noin 48 ohmia. Ylemmällä  
taajuusalueella resonanssitaajuus oli 916 MHz ja kaistanleveys 100 MHz. Impedans-  
sin reaaliosaksi mitattiin 57 ohmia. Antennin kaistanleveyden tuli olla tarpeeksi  
leveä, jotta sen paluuvaimennus olisi yli 10 dB sekä alemmalla että ylemmällä taa-  
juusalueella. Tämä vaatimus saatiin täytettyä taajuusalueen valitsevan kuparilius-  
kan avulla.

Antennin säteilykuvion mittauksessa käytettiin hyväksi mittauslaitteen omaa radio-  
lähetintä, jolloin ei ollut tarpeellista liittää piirilevyllä ylimääräistä koaksiaalika-  
pelia. Laitteeseen oli kytketty ainoastaan virtakaapeli, johon oli asetettu ferriitti-  
rengas mahdollisimman lähelle mittauslaitteen piirilevyä yhteismuotoisten virtojen  
kytketymisen estämiseksi. Käyttöjännite saatiin kahdesta 12 voltin lyijyakusta,  
jotka sijaitsivat mittauslaitteen alla kääntöpöydän pohjalla. Mittausjärjestelyt on  
esitetty kuvassa 3.22. Radiolähetin oli asetettu lähettämään mittauksen ajan jat-

kuvaa kantoaaltoa. Säteilykuvion mittauksen jälkeen radiolähettimen lähetysteho mitattiin kytkemällä radiomoduli spektrianalysaattoriin. Lopuksi mitattiin vastaanotettu teho, kun tunnettuun referenssiantenniin syötettiin lähetysteho, joka vastasi mittauslaitteen radiomodulin lähetteen tehoa. Säteilykuvion lukuarvot saatiin näin skaalattua kohdalleen.

Kuvissa 3.23(a) – 3.23(c) on esitetty säteilykuvion mittaustulokset. Kuvissa on esitetty antennin  $E_\theta$ - ja  $E_\phi$ -polarisaation säteilykuvioiden lisäksi kokonaissähkökentän  $E_{tot}$  säteilykuvio, joka saadaan laskemalla kummankin polarisaation sähkökentän voimakkuudet neliöllisesti yhteen. Antennin säteilykuvio vastasi hyvin aiemmin simuloituja ja mitattuja säteilykuvioita.  $E_\phi$ -polarisaation säteilykentän amplitudin todettiin olevan aiempaa suurempi, mikä saattaa johtua mittauslaitteen elektronikaasta ja sähkönsyöttökaapeliin kytkeytyvistä radiotaajuisista virroista. Antennin vahvistuksen maksimi oli samassa suunnassa kuin prototyyppilevyillä ja sen suuruus oli 3.4 dBi. Kuvan 3.23(a) perusteella vahvistus oli heikoimmillaan mittauslaitteen yläpuolella sekä viistossa sen alapuolella suunnassa, jossa piirilevyn maataso varjostaa antennia. Kuvasta 3.23(c) nähdään, että antennin ollessa sijoitettuna seinälle sen pääpolarisaatiolla ei ole nollakohtia, jotka estäisivät signaalin vastaanoton rakennuksen samassa kerroksessa sijaitsevalta lähettimeltä. Antennin xy-tason säteilyn todettiin olevan pääasiassa pystypolarisoitunutta, mutta vaakapolarisaatio saavutti suunnissa  $\phi = 0^\circ$  ja  $\phi = 180^\circ$  maksimit, joiden voimakkuus oli jopa suurempi kuin pystypolarisoituneen säteilyn voimakkuus.



Kuva 3.23: Mittauslaitteen tuotantomallin säteilykuvio (a) yz-tasossa, (b) xz-tasossa ja (c) xy-tasossa.  $E_\theta$ -polarisaatio on merkitty sinisellä pistekatkoviivalla ( $-\cdot-$ ) ja  $E_\phi$ -polarisaatio punaisella katkoviivalla ( $- -$ ). Kokonaiskenttä  $E_{tot}$  on merkitty jatkuvalla mustalla viivalla ( $—$ ).



## Luku 4

# Johtopäätökset

Tässä työssä suunniteltiin ja toteutettiin antenni, joka integroitiin osaksi seinälle asennettavaa huoneilman lämpötilaa, kosteutta sekä hiilidioksidipitoisuutta mittaavaa elektronista mittausrakennetta. Antenni suunniteltiin siten, että sen resonanssitaajuudeksi oli mahdollista valita piirilevyn ladontavaiheessa joko 869 MHz tai 915 MHz tuotteen kohdemarkkina-alueesta riippuen.

Antennin säteilyhyötysuhteen, kaistanleveyden ja koon todettiin olevan sidoksissa toisiinsa siten, että yhden ominaisuuden parantaminen aiheutti muiden ominaisuuksien heikkenemisen. Antennin kaistanleveysvaatimus oli 26 MHz, minkä lisäksi piirilevyn permittiivisyyden ja paksuuden toleranssien todettiin vaikuttavan antennin resonanssitaajuuteen. Kaistanleveysvaatimuksista johtuen tarkastelu keskittyi kahden neljännesaallon resonoivaan rakenteeseen, jotka olivat invertoitu F-antenni ja meander-antenni. Kummankin antennin sovituksen todettiin olevan riittävä vaaditulla taajuusalueella. Antennien säteilykuvioiden väliset erot olivat hyvin pieniä. Antennien pääpolarisaation säteilykuviot olivat pyörähdysymmetrisiä horisontaalisuunnassa ja vahvistuksen maksimi sijaitsi hieman horisontaalitasoon alapuolella, joten laitteen ollessa sijoitettuna seinälle signaalin vastaanotto rakennuksen samassa kerroksessa sijaitsevasta lähettimestä oli mahdollista kaikista suunnista. Koska invertoidun F-antennin kaistanleveys oli kuitenkin selvästi suurempi, eikä mittauslaitteen tuleva käyttöympäristö ollut ennalta tiedossa, valittiin mittauslaitteen tuotantomallin antenniksi lopulta invertoitu F-antenni.

Tuotantokustannusten minimoimiseksi tutkitut antennit pyrittiin suunnittelemaan sellaisiksi, että sovittamiseen tarvittavien komponenttien määrä olisi mahdollisimman pieni. Sekä invertoitu F-antenni, että meander-antenni oli mahdollista sovittaa 50 ohmiin antennin mittoja muuttamalla. Antennien virittämiseen vaikuttavat kes-

keisimmät parametrit olivat antennin avoimen ja oikosuljetun haaran pituus, joiden avulla oli mahdollista optimoida sekä antennin resonanssitaajuus että syöttöimpedanssi. Antennin resonanssitaajuutta oli myös mahdollista vaihtaa kahden lähellä toisiaan olevan resonanssitaajuuden välillä lisäämällä antennin kärkeen sopivan kokoinen virityselementti.

Mittauslaitteen asennuskohteen havaittiin vaikuttavan antennin sovitukseen. Simulaatioissa tyypillisten rakennuksissa käytettävien dielektristen materiaalien, kuten vanerin tai betonin vaikutus sovitukseen oli simulaatioiden perusteella varsin vähäinen. Dielektrinen materiaali, jonka suhteellinen permittiivisyys  $\epsilon_r$  on 10, aiheutti merkittävää virhettä sovitukseen vasta, kun materiaalin etäisyys antennista oli  $0.02 \lambda$ . Sen sijaan ideaalijohtavan tason todettiin kuormittavan antennia huomattavasti enemmän. Epäsovitus kasvoi merkittäväksi jo etäisyyden ollessa alle  $0.125 \lambda$  piirilevyn pinnasta.

Simulaatioissa käytettiin momenttimenetelmään perustuvaa ohjelmaa nimeltä Zealand IE3D. Vaikka tarkastellut antennit olivatkin planaarisia, havaittiin simulaatioissa epätarkkuuksia, jotka aiheutuivat pääosaksi simulaattorin rajoituksista. Antennin kuormituksen simulointi oli puutteellista, sillä antennin vieressä olevaa piirilevyn reunaa ja kotelon muovia ei ollut mahdollista mallintaa simulaattorissa. Simuloidun ja todellisen rakenteen kuormituserot kompensoitiin optimoimalla antennin impedanssi vektoripiirianalysaattorin avulla.

Antennien mittauksissa suurimmaksi haasteeksi muodostuivat mittauksissa tarvittavaan koaksiaalikaapeliin kytkeytyvät radiotaajuiset virrat, joiden vaikutuksesta mittaustulos vaihteli huomattavasti kaapelia taivutettaessa tai kosketettaessa. Virtojen ehkäisemiseksi käytettiin koaksiaalikaapelin ympärillä ferriittirenkaita, joiden avulla impedanssimittausten luotettavuus parani huomattavasti. Säteilykuvioiden mittaustarkkuuden parantamiseksi todettiin olevan tarpeen käyttää syöttökaapelissa häviötöntä symmetrintikuristinta, joka estää yhteismuotoisten virtojen kytkeytymisen kaapeliin.

Työn mahdollisena jatkotutkimuskohteena on esimerkiksi suunnitteluyhtälöiden kehittäminen invertoidun F-antennin ja meander-antennin impedanssin laskemiseksi. Käytännössä antennin reaktiivisessa lähikentässä on usein dielektrisiä materiaaleja, joten yksinkertaisten eristekappaleiden vaikutuksen huomioiminen tekisi suunnitteluyhtälöistä entistä käyttökelpoisempia. Eräs mielenkiintoinen tutkimuskohde olisi selvittää, millainen vaikutus korkean permittiivisyyden materiaaleilla käytännössä on invertoidun F-antennin fysikaalisiin mittoihin, hyötysuhteeseen ja kaistanlevey-

teen.

Työssä kehitetyn antennin todettiin toteuttavan sille asetetut vaatimukset. Mittaus-  
ten sekä käytännön kokeiden perusteella sen todettiin soveltuvan aiottuun käyttö-  
kohteeseen erittäin hyvin, ja suunniteltua antennia käyttävä tuote tullaan julkista-  
maan kaupallisesti vuoden 2010 aikana.

# Kirjallisuutta

- [1] I. Lindell, K. Nikoskinen, *Antenniteoria*, Espoo, 1995, 347 s.
- [2] A. Sihvola, I. Lindell, *Dynaaminen kenttäteoria*, Helsinki, 2004, Otatieto Oy, 200 s.
- [3] C. A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*, 2nd ed., New York, 1997, John Wiley & Sons, Inc., 941 s.
- [4] K. Nikoskinen, Antenniteorian luentomoniste, Teknillinen korkeakoulu, 2008, 264 s.
- [5] A. Räisänen, A. Lehto, *Radiotekniikan perusteet*, 11. uudistettu painos, Helsinki, 2003, Otatieto Oy, 292 s.
- [6] J. Kraus, R. Marhefka, *Antennas for All Applications*, 3rd ed., New York, 2002, McGraw-Hill, 938 s.
- [7] D. Lamensdorf, “An Experimental Investigation of Dielectric-Coated Antennas”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-15, no. 6, November 1967, ss. 767-771.
- [8] H. Lebbar, M. Himdi, J. P. Daniel, “Transmission Line Analysis of Printed Monopole”, *Electronics Letters*, vol. 28, no. 14, July 1992, ss. 1326-1327.
- [9] *Pintaliitosantennin W3013 datalehti*, Pulse Finland Oy, 21. lokakuuta 2009, <http://www.pulseeng.com/file.php?3269>
- [10] *Pintaliitosantennin WE-MCA datalehti*, Würth Elektronik eiSos GmbH & Co.KG, 21. lokakuuta 2009, <http://www.we-online.de/katalog/media/pdf/7488910092.pdf>

- [11] Y. Yamada, N. Michishita, "Antenna Efficiency Improvement of a Miniaturized Meander Line Antenna by Loading a High  $\epsilon_r$  Material", *IEEE International Workshop on Antenna Technology*, March 2005, ss. 159-162.
- [12] I. Lindell, *Radioaaltojen eteneminen*, 5. muuttumaton painos, Helsinki, 2000, Otatieto Oy, 262 s.
- [13] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Norwood, 2001, Artech House, 845 s.
- [14] R. Valkonen, *Broadband Tuning of Small Antennas*, Diplomityö, Teknillinen korkeakoulu, Espoo, 2007, 85 s.
- [15] A. Lehto, A. Räisänen, *RF- ja mikroaaltotekniikka*, 8. uudistettu painos, Helsinki, 2006, Otatieto Oy, 271 s.
- [16] J. Holopainen, *Antenna for Handheld DVB Terminal*, Diplomityö, Teknillinen korkeakoulu, Espoo, 2005, 93 s.
- [17] *RC1280HP radiomodulin datalehti*, Radiocrafts, 30. heinäkuuta 2009, [http://www.radiocrafts.com/uploads/rc1280hp\\_data\\_sheet\\_1\\_41.pdf](http://www.radiocrafts.com/uploads/rc1280hp_data_sheet_1_41.pdf)
- [18] R. C. Hansen, *Fundamental Limitations in Antennas*, Proceedings of the IEEE, vol. 69, no. 2, February 1981, ss. 170-182.
- [19] L. J. Chu, *Physical Limitations of Omnidirectional Antennas*, Journal of Applied Physics, vol. 19, no. 12, December 1948, ss. 1163-1175.
- [20] J. S. McLean, "A Re-Examination of the Fundamental Limits on the Radiation Q of Electrically Small Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, no. 5, May 1996, ss. 672-676.
- [21] C. Soras, M. Karaboikis, G. Tsachtsiris, V. Makios, "Analysis and Design of an Inverted-F Antenna Printed on a PCMCIA Card for the 2.4 GHz ISM Band", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 44, no. 1, February 2002, ss. 37-44.
- [22] M. Ali, G. J. Hayes, "Analysis of Integrated Inverted-F Antennas for Bluetooth Applications", *2000 IEEE AP-S Conference on Antennas and Propagation for Wireless Communication*, Massachusetts, November 2000, ss. 21-24.

- [23] B. D. Popovic, A. Nesic, "Generalisation of the Concept of Equivalent Radius of Thin Cylindrical Antennas", *IEE Proceedings H*, vol. 131, no. 3, June 1984, ss. 153-158.
- [24] M. Himdi, J. P. Daniel, "Analysis of Printed Linear Slot Antenna Using Lossy Transmission Line Model", *Electronics Letters*, vol. 28, no. 6, March 1992, ss. 598-601.
- [25] H. Nakano, H. Tagami, A. Yoshizawa, J. Yamauchi, "Shortening Ratios of Modified Dipole Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-32, no. 4, April 1984, ss. 385-386.
- [26] J.-A. R. Mohassel, *Meander Antennas*, Tohtorinväitöskirja, The University of Michigan, 1982, 145 s.
- [27] T. Asunmaa, *Sisäinen käsipuhelinantenni*, Diplomityö, Teknillinen Korkeakoulu, Espoo, 2001, 67 s.
- [28] C. Icheln, J. Ollikainen, P. Vainikainen, "Reducing the Influence of Feed Cables on Small Antenna Measurements", *Electronics Letters*, vol. 35, no. 15, July 1999, ss. 1212-1214.
- [29] C. Icheln, M. Popov, P. Vainikainen, S. He, "Optimal Reduction of the Influence of RF Feed Cables in Small Antenna Measurements", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 25, no. 3, May 2000, ss. 194-196.
- [30] C. Icheln, J. Krogerus, P. Vainikainen, "Use of Balun Chokes in Small-Antenna Radiation Measurements", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 53, no. 2, April 2004, ss. 498-506.
- [31] C. Icheln, *Methods for Measuring RF Radiation Properties of Small Antennas*, Tohtorinväitöskirja, Teknillisen korkeakoulun Radiolaboratorion julkaisuja, Report S 250, Espoo, 2001, 93 s.
- [32] *Taajuusjakotaulukko*, Viestintävirasto, 15. kesäkuuta 2009,  
[http://www.ficora.fi/attachments/suomiry/5DfGDjsyy/TJT\\_suomi.pdf](http://www.ficora.fi/attachments/suomiry/5DfGDjsyy/TJT_suomi.pdf)
- [33] *IE3D User's Manual*, Release 7, Zeland Software, Inc., December 1999.

- [34] J. Baker-Jarvis, M. D. Janezic, B. F. Riddle, R. T. Johnk, P. Kabos, C. L. Holloway, R. G. Geyer, C. A. Grosvenor, *Measuring the Permittivity and Permeability of Lossy Materials: Solids, Liquids, Building Materials, and Negative-Index Materials*, National Institute of Standards and Technology, Technical Note 1536, February 2005, 149 s.
- [35] C. Yildiz, M. Turkmen, “Synthesis Formulas for Conductor-Backed Coplanar Waveguide”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, no. 4, April 2008, ss. 1115-1117.
- [36] S. Saario, D. V. Thiel, J. W. Lu, S. G. O’Keefe, “An assessment of Cable Radiation Effects on Mobile Communications Antenna Measurements”, *Proceedings of the 1997 IEEE International Symposium Antennas and Propagation*, Montreal, Canada, July 1997, ss. 550-553.
- [37] *Vishay FC0402E50R0BST vastuksen datalehti*, Vishay Electronic GmbH, 15. marraskuuta 2009,  
<http://www.vishay.com/docs/60093/fcseries.pdf>